

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



DEPARTAMENTO DE TECNOLOGÍAS DE LA INFORMACIÓN Y  
LAS COMUNICACIONES

Título del Proyecto:

---

**ESTUDIO DE MULTIPACTOR EN FILTROS EN  
TECNOLOGÍA GUIA ONDA PARA APLICACIONES  
ESPACIALES**

---

*Multipactor study in waveguide filters for space applications*

*Autor:* Víctor Chacón López  
*Director:* D. Fernando Quesada Pereira  
*Codirector:* D. Alejandro Álvarez Melcón

26 de septiembre de 2016



*Dedicado a  
mi familia*





# Agradecimientos

En primer lugar a mis profesores, Fernando Quesada Pereira y Alejandro Álvarez Melcón, que han sido los mejores directores de proyecto que podría haber tenido. Aún recuerdo cuando estaba de lo más indeciso, sin saber de qué y con quién realizar mi PFC y, tras entrar a pedirle proyecto a Fernando, salí completamente convencido y entusiasmado por empezar a comprender más sobre qué era eso del multipactor. Gracias a ambos por ser tan pacientes conmigo, por ayudarme tanto cuando me quedaba atascado, por ser amables y generosos y por ser tan profesionales. Creo que tendría que pensar mucho para recordar un día en el que alguno de los dos no estuviese en su despacho cuando lo he necesitado.

Quiero agradecer también la inestimable ayuda de mis dos grandes amigos Alejandro Pons y Antonio Romera, dos grandes ingenieros a los que le debo mucho más de lo que se puedan pensar. Esas largas tardes de cafés en la cafetería hablando de filtros, dándome consejos y hasta más trabajo si cabe. He aprendido tanto o más de vosotros que de algunos profesores a lo largo de mi vida. Llegareis muy lejos.

No sabría como agradecer todo el apoyo recibido por parte de Adriana Pérez García. Has estado para mí en las buenas y en las malas siempre, desde que te conocí en primero de carrera. No sólo has sido fundamental para mi carrera o para mi proyecto, sino que lo has sido para mi vida personal. Podría decir que cuando me caía me levantabas, pero creo que nunca me dejaste caer. Gracias por no sólo alegrarte por mis éxitos, sino por hacerlos tuyos propios de una manera tan sumamente desinteresada. Vas a conseguir lo que te propongas a nivel profesional y personal. Estaré maravillado de verlo con mis propios ojos.

Agradecer a mi familia todo el apoyo e interés mostrado en mí, en especial a mi abuela Dolores y a mi madrina Merche por todas las facilidades y ayuda que me habéis brindado siempre que habéis podido. Vuestra actitud ha sido impagable.

Por último a Mamá, Papá y David. Habéis sido el motor principal para que hoy día sea quien soy. No dejo de aprender cada día más y más de vosotros. Gracias por los días de guasa y risas que me dais, que hacen que cualquier ápice de preocupación se esfume y, gracias también por los días de machaque (aunque esos menos), que hacen que no me desvíe y me centre en mis obligaciones. Sin vuestra paciencia jamás habría podido acabar algo ya que habéis estado encima mía de principio a fin y habéis sabido hacerme entusiasmar por lo que me gusta.



# Índice general

Agradecimientos	V
Índice de Figuras	IX
Índice de Tablas	XIII
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Motivación . . . . .	1
1.2. Objetivos . . . . .	3
1.3. Resumen del trabajo . . . . .	3
<b>2. Estado del Arte</b>	<b>5</b>
2.1. Radiocomunicaciones Espaciales . . . . .	5
2.1.1. Sección Receptora . . . . .	6
2.1.2. Sección de canalización . . . . .	7
2.1.3. Sección de transmisión . . . . .	9
2.2. Fenómenos de Alta Potencia . . . . .	12
2.2.1. Efecto multipactor . . . . .	14
2.2.2. Descarga de Corona . . . . .	14
2.2.3. Fenómeno de intermodulación pasiva ( <i>PIM</i> ) . . . . .	15
<b>3. Teoría de Multipactor</b>	<b>17</b>
3.1. Fundamentos de multipactor en señales con múltiples portadoras . . . . .	17
3.2. Teoría clásica de Multipactor . . . . .	18
3.2.1. Teoría de la constante- $k$ . . . . .	22
3.2.2. Teoría de la constante- $v$ . . . . .	22
3.3. Teoría estadística estacionaria . . . . .	23
3.4. Teoría estadística no-estacionaria . . . . .	24
3.5. Modelo de placas paralelas . . . . .	25
3.6. Modelo de FEST3D . . . . .	25
<b>4. Resultados</b>	<b>29</b>
4.1. Filtro <i>dual-mode</i> con cero de transmisión a la izquierda . . . . .	30
4.2. Filtro <i>dual-mode</i> con cero de transmisión a la derecha . . . . .	41
4.3. Filtro <i>dual-mode</i> con ceros de transmisión en ambos lados (respuesta quasi-elíptica) . . . . .	53
4.4. Filtro paso-banda con tornillos de sintonía . . . . .	66
4.5. Filtros paso-banda diseñados mediante la herramienta de síntesis de <i>FEST3D</i> . . . . .	73

4.6. Filtros paso-bajo corrugados con dieléctricos en los iris . . . . .	83
<b>5. Conclusiones y Líneas Futuras</b>	<b>91</b>
<b>Bibliografía</b>	<b>93</b>
<b>Glosario</b>	<b>95</b>
<b>Apéndices</b>	<b>97</b>
<b>I Script para la representación de la potencia umbral de multipactor</b>	<b>99</b>
<b>II Script para la obtención del orden de multipactor</b>	<b>105</b>
<b>III Script para la representación del campo eléctrico en Matlab</b>	<b>109</b>

# Índice de Figuras

2.1.	Diagrama de bloques de un subsistema de comunicaciones. . . . .	5
2.2.	Diagrama de bloques de un subsistema de comunicaciones compuesto de un filtro de entrada que sigue a la antena receptora, amplificador de bajo ruido, conversor a baja frecuencia y un segundo amplificador conectado al divisor de potencia a 3 dB. . . . .	6
2.3.	Diagrama de bloques de una red de multiplexación de entrada compuesto por un divisor de potencia a 3 dB, circuladores de ferrita y filtros de canal de banda estrecha. . . . .	8
2.4.	Esquemas alternativos de multiplexación en un sistema por satélite. a) Esquema de multiplexación no continuo. b) Combinador híbrido. c) Esquema de multiplexación continuo. . . . .	10
2.5.	Red de multiplexación de salida de alta potencia en un satélite. a) Filtro supresor de armónicos a la salida. b) Filtro supresor de armónicos individual para cada canal. . . . .	11
2.6.	Espectro de energía de los electrones emitidos por una muestra. . . . .	13
3.1.	Curvas genéricas de Hatch & William para los 11 primeros modos. . . . .	20
3.2.	Geometría del problema de placas paralelas infinitas. . . . .	21
3.3.	Curvas genéricas de Hatch & William para los 11 primeros modos. . . . .	23
3.4.	Diagrama del módulo de multipactor de <i>FEST3D</i> . . . . .	26
4.1.	Esquema del filtro de topología asíncrona de tercer orden con un cero de transmisión a la izquierda. . . . .	30
4.2.	Respuesta del filtro de topología asíncrona de tercer orden con un cero de transmisión a la izquierda. . . . .	31
4.3.	Distribuciones de campo eléctrico del filtro de orden 3 asíncrono con un cero de transmisión a la izquierda. . . . .	32
4.4.	Umbral multipactor de el filtro de orden tres asíncrono con cero de transmisión a la izquierda. . . . .	33
4.5.	Esquema del filtro de orden 3 equivalente al asíncrono con cero a la izquierda, de topología <i>in-line</i> . Dimensiones (mm): $A_1 = 28,5$ , $A_2 = 6,913$ , $A_3 = 9,15$ , $L_1 = 19,5$ , $L_2 = 1$ , $L_3 = 24,385$ , $L_4 = 1$ , $L_5 = 26,521$ . . . . .	36
4.6.	Respuesta del filtro equivalente <i>in-line</i> del asíncrono de orden 3. . . . .	36
4.7.	Muestras de campo eléctrico del filtro de orden 3 equivalente al asíncrono. . . . .	37
4.8.	Umbral multipactor de el filtro de orden tres equivalente al asíncrono simulado. . . . .	38

4.9. Comparativa de los umbrales de potencia obtenidos de la simulación del filtro asíncrono con un cero de transmisión a la izquierda y su equivalente <i>in-line</i> . . . .	40
4.10. Esquema del filtro de topología asíncrona de tercer orden con un cero de transmisión a la derecha. . . . .	41
4.11. Respuesta del filtro de topología asíncrona de tercer orden con un cero de transmisión a la derecha. . . . .	42
4.12. Muestras de campo eléctrico del filtro de orden 3 asíncrono con un cero de transmisión a la derecha. . . . .	43
4.13. Umbral de potencia de multipactor del filtro de orden tres asíncrono con cero de transmisión a la derecha. . . . .	44
4.14. Esquema del filtro de orden 3 equivalente al asíncrono con cero a la derecha, de topología <i>in-line</i> . Dimensiones (mm): $A_1 = 28,5$ , $A_2 = 7,035$ , $A_3 = 9,223$ , $L_1 = 19,05$ , $L_2 = 1$ , $L_3 = 22,671$ , $L_4 = 1$ , $L_5 = 24,678$ . . . . .	47
4.15. Respuesta del filtro de topología asíncrona de tercer orden con un cero de transmisión a la derecha superpuesta con su equivalente <i>in-line</i> . . . . .	47
4.16. Muestras de campo eléctrico del filtro de orden 3 equivalente <i>in-line</i> al asíncrono con un cero de transmisión a la derecha. . . . .	48
4.17. Umbral multipactor del filtro de orden tres equivalente al filtro asíncrono con cero de transmisión a la derecha. . . . .	49
4.18. Comparativa de los umbrales de potencia obtenidos de la simulación del filtro asíncrono con un cero de transmisión a la derecha y su equivalente <i>in-line</i> . . . . .	51
4.19. Esquema del filtro asíncrono de cuarto orden que presenta 2 ceros de transmisión (respuesta quasi-elíptica). . . . .	53
4.20. Respuestas del filtro antes y después del proceso de reoptimización de las dimensiones del filtro. . . . .	54
4.21. Muestras de campo eléctrico del filtro de orden 4 asíncrono con dos ceros de transmisión. . . . .	55
4.22. Umbral de potencia de multipactor del filtro asíncrono de orden cuatro con dos ceros de transmisión. . . . .	56
4.23. Esquema del filtro <i>in-line</i> equivalente al asíncrono de cuarto orden. Dimensiones (mm): $A_1 = 19,05$ , $A_2 = 6,772$ , $A_3 = 3,1709$ , $A_4 = 2,926$ , $L_1 = 19,05$ , $L_2 = 1$ , $L_3 = 17,826$ , $L_4 = 18,674$ . . . . .	58
4.24. Respuesta del filtro <i>in-line</i> equivalente al asíncrono de orden 4. . . . .	59
4.25. Muestras de campo eléctrico del filtro <i>in-line</i> equivalente al de orden 4 asíncrono. . . . .	60
4.26. Umbral multipactor del filtro <i>in-line</i> equivalente al asíncrono de orden cuatro. . . . .	61
4.27. Resultados del análisis de multipactor tras haber realizado los cambios de altura en los filtros de orden 4 asíncrono e <i>in-line</i> equivalente. . . . .	63
4.28. Esquema del filtro de quinto orden con tornillos de sintonía diseñado con rango libre de espurios. Dimensiones (mm): $L_1 = 20$ , $L_2 = 12$ , $L_3 = 7,552$ , $L_4 = 1,7725$ , $L_5 = 9$ , $L_6 = 8,348$ , $L_7 = 1$ , $L_8 = 7,49$ , $L_9 = 8,434$ , $L_{10} = 7,564$ , $A_1 = 19,05$ , $A_2 = 12,906$ , $A_3 = 23,063$ , $A_4 = 1,7725$ , $A_5 = 9,537$ , $A_6 = 26,158$ , $A_7 = 3,819$ , $A_8 = 19,05$ , $A_9 = 3,809$ , $A_{10} = 25,331$ , $A_{11} = 9,551$ , $A_{12} = 22,966$ , $A_{13} = 12,899$ . La penetración de los tornillos es de 2 mm. . . . .	66
4.29. Respuesta del filtro no uniforme de quinto orden con tornillos de sintonía. . . . .	66
4.30. Muestras de campo eléctrico del filtro no uniforme de orden 5 con tornillos de sintonía. . . . .	67

4.31. Distribuciones de campo eléctrico del filtro no uniforme de orden 5 con tornillos de sintonía (cara del tornillo). . . . .	68
4.32. Umbral multipactor del filtro no uniforme de aluminio de orden 5 con tornillos de sintonía. Cavidades implicadas en el umbral de multipactor: $W_3$ , $W_{12}$ , $W_{20}$ . . .	69
4.33. Umbral multipactor del filtro no uniforme de oro de orden 5 con tornillos de sintonía. Cavidades implicadas en el umbral de multipactor: $W_5$ , $W_7$ , $W_8$ , $W_9$ , $W_{14}$ , $W_{16}$ , $W_{21}$ . . . . .	69
4.34. Umbral multipactor del filtro no uniforme de plata de orden 5 con tornillos de sintonía. Cavidades implicadas en el umbral de multipactor: $W_3$ , $W_{12}$ , $W_{20}$ . . . .	70
4.35. Representación en la estructura del filtro las cavidades implicadas en los valores mínimos de potencia que conforman el umbral de multipactor. . . . .	72
4.36. Esquema del filtro de orden 5. Dimensiones (mm): $A_1 = 19,05$ , $A_2 = 7,024$ , $A_3 = 3,394$ , $A_4 = 3,075$ , $L_1 = 19,05$ , $L_2 = 1$ , $L_3 = 17,705$ , $L_4 = 18,63$ , $L_5 = 18,669$ . . .	73
4.37. Respuesta del filtro inductivo <i>in-line</i> de orden 5. . . . .	73
4.38. Muestras de campo eléctrico del filtro inductivo <i>in-line</i> de orden 5. . . . .	74
4.39. Resultados tras el análisis de multipactor de un filtro inductivo <i>in-line</i> de orden 5 con distinto número de electrones iniciales. . . . .	75
4.40. Diseño del filtro inductivo <i>in-line</i> de orden 3. Dimensiones (mm): $A_1 = 19,05$ , $A_2 = 7,294$ , $A_3 = 3,698$ , $L_1 = 19,05$ , $L_2 = 1$ , $L_3 = 17,547$ , $L_4 = 18,494$ . . . . .	77
4.41. Respuesta del filtro inductivo <i>in-line</i> de orden 3. . . . .	78
4.42. Muestras de campo eléctrico del filtro inductivo <i>in-line</i> de orden 3. . . . .	79
4.43. Resultados tras el análisis de multipactor de un filtro inductivo <i>in-line</i> de orden 3 con distinto número de electrones iniciales. . . . .	80
4.44. Respuesta del filtro de oro inductivo <i>in-line</i> de orden 5. . . . .	80
4.45. Diseño de los filtros paso-bajo corrugados de orden 11 con longitud eléctrica $\theta_c = 30^\circ$ y permitividad relativa variable. . . . .	83
4.46. Respuesta de los filtros de orden 11 corrugados con diferentes permitividades y longitud eléctrica $\theta_c = 30^\circ$ . . . . .	84
4.47. Potencia umbral de los filtros de orden 11 corrugados con diferentes permitividades y longitud eléctrica $\theta_c = 30^\circ$ . . . . .	85
4.48. Diseño de los filtros paso-bajo corrugados de orden 15 con permitividad relativa $\epsilon_r = 2,8$ y longitud eléctrica variable. . . . .	87
4.49. Respuesta de los filtros de orden 15 corrugados con diferentes longitudes eléctricas y permitividad relativa $\epsilon_r = 2,8$ . . . . .	88
4.50. Potencia umbral de los filtros de orden 15 corrugados con diferentes longitudes eléctricas y permitividad relativa $\epsilon_r = 2,8$ . . . . .	89





# Índice de Tablas

4.1. Valores de las dimensiones (mm) originales del filtro con cero a la izquierda en contraposición con las dimensiones obtenidas tras su reoptimización. . . . .	30
4.2. Tabla comparativa de Potencia de ruptura frente a Orden de multipactor de la simulación del filtro <i>dual-mode</i> asíncrono de orden 3 con un cero de transmisión a la izquierda. . . . .	35
4.3. Tabla comparativa de Potencia de ruptura frente a Orden de multipactor de la simulación del filtro equivalente <i>in-line</i> del asíncrono con cero de transmisión a la izquierda. . . . .	40
4.4. Valores de las dimensiones (mm) originales del filtro con cero a la derecha en contraposición con las dimensiones obtenidas tras su reoptimización. . . . .	42
4.5. Tabla comparativa de Potencia de ruptura frente a Orden de multipactor de la simulación del filtro <i>dual-mode</i> asíncrono de orden 3 con un cero de transmisión a la derecha. . . . .	46
4.6. Tabla comparativa de Potencia de ruptura frente a Orden de multipactor de la simulación del filtro equivalente <i>in-line</i> del asíncrono con cero de transmisión a la derecha. . . . .	51
4.7. Valores de las dimensiones (mm) originales del filtro de cuarto orden con dos ceros de transmisión en contraposición con las dimensiones obtenidas tras su reoptimización. . . . .	53
4.8. Tabla comparativa de Potencia de ruptura frente a Orden de multipactor de la simulación del filtro asíncrono de orden 4 con dos ceros de transmisión. . . . .	58
4.9. Tabla comparativa de Potencia de ruptura frente a Orden de multipactor de la simulación del filtro <i>in-line</i> equivalente al asíncrono de orden 4. . . . .	62
4.10. Modificaciones en la altura de los filtros asíncrono de orden 4 y su equivalente <i>in-line</i> . . . . .	63
4.11. Tabla comparativa de 50 puntos en frecuencia entre las potencias de ruptura del filtro asíncrono con la altura ajustada y de su equivalente <i>in-line</i> . . . . .	65
4.12. Tabla comparativa de 50 puntos en frecuencia entre las potencias de ruptura del filtro de aluminio, oro y plata y sus respectivos órdenes de multipactor. . . . .	71
4.13. Tabla comparativa de 50 puntos en frecuencia entre las potencias de ruptura del filtro de orden 5 de aluminio y sus respectivos órdenes de multipactor. . . . .	77
4.14. Tabla comparativa de 50 puntos en frecuencia entre las potencias de ruptura del filtro de oro y sus respectivos órdenes de multipactor. . . . .	82
4.15. Dimensiones (mm) de los elementos que componen los filtros corrugados de orden 11 y longitud eléctrica $\theta_c = 30^\circ$ para cada una de las permitividades relativas consideradas. . . . .	83

4.16. Tabla comparativa de 50 puntos en frecuencia entre las potencias de ruptura y sus respectivos órdenes de multipactor del filtro paso-bajo de orden 15 con distintos dieléctricos de permitividad relativa $\epsilon_r$ . . . . .	86
4.17. Dimensiones (mm) de los elementos que componen los filtros corrugados de orden 15 y permitividad relativa $\epsilon_r = 2,8$ para cada una de las longitudes eléctricas consideradas. . . . .	87
4.18. Tabla comparativa de 50 puntos en frecuencia entre las potencias de ruptura y sus respectivos órdenes de multipactor del filtro paso-bajo de orden 15 con distintas longitudes eléctricas $\theta_c$ . . . . .	90

# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Motivación

Los satélites de comunicación son una parte integral de nuestro mundo moderno. Permiten la comunicación a grandes distancias, cubriendo grandes áreas del planeta y utilizando los dispositivos más modernos pero, por su ubicación en el espacio exterior, requieren multitud de ingenios técnicos extremadamente complejos.

Los satélites de comunicaciones son estaciones repetidoras situadas en el espacio. Su propósito es asemejarse a torres de microondas que cubran enormes cantidades de sectores de población. Los satélites de comunicación han evolucionado desde 1970 y en la actualidad son un terreno maduro en el campo de las telecomunicaciones.

Así mismo, estos satélites reciben las señales de radio transmitidas desde la Tierra, las amplifican, las trasladan en frecuencia, y las retransmiten de vuelta a la Tierra. Debido a su tan alta localización, pueden ver todos los transmisores y receptores de microondas (estaciones terrestres), de al menos una tercera parte de la Tierra si estos fuesen geoestacionarios. Eso implica que pueden conectarse cualquier par de estaciones o dar servicios punto a multipunto como ocurre con la televisión. La cobertura puede ser extendida a cualquier parte de la Tierra mediante enlaces entre satélites o interconexiones de larga distancia mediante redes de fibra, lo que proporciona a los sistemas de satélite una abrumadora ventaja ante problemas de sensibilidad con la distancia. Los satélites son únicos en su capacidad de proveer cobertura global sin fisuras y en cualquier lugar [1].

Un satélite de comunicaciones tiene que ser capaz de garantizar una vida útil de unos 15 años sin averiarse y sin que se reduzca mínimamente la calidad del servicio, ya que no hay posibilidad de reparación en el espacio. Es por ello que el diseño del mismo es de suma importancia para cumplir con este objetivo.

Cuando empiezan a recibirse señales desde la Tierra, una antena receptora capta dichas señales, que el subsistema de RF amplifica, limpia, selecciona la parte de la señal que es de interés, atraviesa la carga útil y, a la salida, vuelve a ser amplificada, ajustada, limpiada y retransmitida mediante una antena transmisora de vuelta a la Tierra.

La demanda de altas velocidades de datos en las comunicaciones por satélite unido al hecho de que un satélite se encuentre a una gran distancia de la estación receptora en la Tierra hace que sean necesarios altos niveles de potencia a la salida de éste, de forma que la señal recibida sea capaz de superar el umbral de sensibilidad del receptor.

Este hecho hace que se lleven a cabo numerosos esfuerzos en el estudio y diseño de novedosos componentes pasivos de microondas que resultarían de vital importancia a la hora de suprimir determinados fenómenos indeseados, como consecuencia de la necesidad de transmitir a tan alto nivel de potencia y del entorno en el que se encuentra el satélite.

Atendiendo, además, al material con el que se fabrican los filtros en tecnología guíaonda, se pueden producir fenómenos de ruptura (*breakdown*) cuando trabajamos a ciertos niveles de potencia y frecuencia, en los cuales, ante el impacto de un electrón incidente (primario) contra la pared del material, se desprenden electrones que tienen origen del propio material (secundarios). Este hecho, sumado al entorno de vacío, puede dar lugar al fenómeno de *Multipactor*. Éste es un fenómeno resonante en el que debido al efecto del campo electromagnético, un electrón primario impacta contra la superficie de la cavidad dando lugar a la emisión de uno o más electrones secundarios originarios del propio material de la superficie. Si las condiciones geométricas y de campo son apropiadas, los electrones secundarios pueden ser acelerados e impactar contra la superficie de nuevo, arrancando aún más electrones. De este modo, si el número de electrones no decrece, el proceso se repetirá indefinidamente, dando lugar a un proceso de avalancha [2]. Este fenómeno indeseado puede ser causa de multitud de fenómenos adversos en los componentes de microondas como ruido eléctrico, reflexión de potencia, desintonización de estructuras resonantes o producción de calor entre otros [3].

Otro fenómeno presente como consecuencia de la necesidad de altas potencias es la llamada descarga de *Corona*. Al contrario que la ruptura por *Multipactor*, la descarga de Corona ocurre a presiones algo más altas que el vacío, cuando los electrones colisionan contra las moléculas de gas atrapadas en el interior del *gap* o región de interés. Si la energía de los electrones es lo suficientemente alta, éstos pueden ionizar las moléculas de gas permitiendo que se liberen electrones de su capa de valencia. Si el número medio de colisiones por unidad de tiempo es cercano a la frecuencia de la señal de RF, la población de electrones dentro del *gap* se incrementará rápidamente y se producirá un resplandor por la nube de radiación de los propios electrones, acelerados por el campo de RF, que indicará el inicio de la descarga de *Corona*. La descarga de *Corona* produce efectos indeseados similares a los de *Multipactor* en Telemetría, Seguimiento y Sistemas de Control del satélite tanto durante su lanzamiento como en su entrada al planeta o lunas. La corriente producida debida al movimiento de los electrones produce un alto calor local dentro del *gap*, haciendo posible esto la destrucción parcial o total de los componentes a bordo [4].

Por último, en la fabricación del filtro, imperfecciones en el material pueden dar lugar a un fenómeno de *Intermodulación Pasiva (PIM)*. Se trata de una interferencia no lineal que provoca que señales de distintas frecuencias se combinen dando lugar a productos de intermodulación que serán recogidos en la estación receptora como ruido, siendo esto un verdadero problema en transmisiones de alta potencia.

## 1.2. Objetivos

El objetivo de este trabajo es realizar un estudio multipactor en distintos filtros en tecnología guíaonda con determinadas topologías y características frecuentemente empleadas en el sector espacial, de tal manera, que se puedan extraer conclusiones acerca del comportamiento de este fenómeno para así, tener la capacidad de predecir qué topologías resultan más convenientes de cara al manejo de alta potencia en satélites.

Se realizarán comparativas en filtros inductivos en lo referente a altura, orden, ancho de banda, electrones empleados en la simulación, materiales, entre otras, para ver de qué forma afecta a la respuesta de potencia umbral de ruptura del filtro.

Además, se sacarán conclusiones sobre qué relación hay entre el orden de Multipactor y su umbral de potencia de ruptura, qué materiales son más restrictivos y cuánto, o cómo afecta la altura de un filtro *in-line* inductivo a dicho umbral de potencia.

## 1.3. Resumen del trabajo

El contenido de la memoria de este proyecto presenta la estructura que se muestra a continuación:

### Capítulo 1

Es el capítulo presente dedicado a la introducción del proyecto. En él se hace una breve descripción acerca de los objetivos principales de éste, tareas que se llevarán a cabo y una puesta en situación de los conceptos más importantes que vamos a tratar acerca de los fenómenos de alta potencia.

### Capítulo 2

El objetivo de éste es dar una descripción más detallada sobre el estado del arte sobre el que partiremos a la hora de nuestro estudio.

En este punto se abordarán todos los conceptos importantes a lo que la comunicación por radiofrecuencia se refiere en un satélite de comunicaciones. Se estudiarán los distintos subsistemas de radiofrecuencia de dicho satélite de comunicaciones, así como sus componentes y características.

También está enfocado al estudio de los fenómenos de alta potencia, donde se le concederá especial interés al fenómeno de multipactor, tema principal de este proyecto.

### Capítulo 3

En él haremos un estudio más extenso de cómo se produce el efecto de multipactor, además de características del material que son relevantes a la hora de que se vea afectada la tasa de

### 1.3 Resumen del trabajo

---

emisión de electrones secundarios, conceptos a tener en cuenta como el “Voltage Magnification Factor”, entre otros.

Una descripción acerca del modelo de FEST3D y SPARK se incluirá en éste capítulo junto al de Multipactor Calculator, software que es fundamental a la hora de hacer estudios de multipactor.

## Capítulo 4

En este capítulo se presentarán los resultados obtenidos en la investigación del fenómeno multipactor para distintas topologías de filtros en tecnología guía-onda.

Para cada estudio se presentarán imágenes del filtro que se esté evaluando, respuesta de éste, resultados de nivel de campo para distintos puntos en frecuencia dentro de su banda de paso, estudio del comportamiento del umbral de multipactor para una frecuencia y potencia de transmisión dada. Por otro lado, también se realizará el estudio del orden de multipactor para distintos puntos en frecuencia y se extraerán conclusiones a la hora de interpretar estos resultados en su conjunto.

## Capítulo 5

Las conclusiones de la memoria de éste proyecto se tratarán en este capítulo, dando además, una idea general de lo investigado durante todo este tiempo.

Se mencionarán, también, diversas vías de investigación futuras que puedan ser de interés a la hora de hacer un estudio de multipactor o de alguno de los distintos fenómenos de alta potencia mencionados en el documento.

## Apéndices

En este apéndice se describe el código computacional programado para la extracción y análisis de resultados del proyecto.

## Bibliografía

El capítulo final presentará el listado de referencias utilizadas que han hecho posible la escritura de esta memoria y la realización del proyecto en general.

## Glosario

En esta parte quedarán reflejados todos los acrónimos que aparecerán a lo largo de todo el documento aportando su significado y su traducción en caso de que el acrónimo en cuestión se encuentre en un idioma distinto al castellano.

## Capítulo 2

# Estado del Arte

### 2.1. Radiocomunicaciones Espaciales

Para determinar las características de los canales de comunicaciones, vamos a examinar un diagrama de bloques típico de un subsistema de comunicación de un satélite repetidor, como se muestra en la Figura 2.1. La mayoría de sistemas de satélites comerciales emplean polarización dual ortogonal (lineal o circular) doblando de esta forma el ancho de banda disponible. Asimismo, los sistemas de satélites avanzados emplean múltiples haces, los cuales permiten una mayor re-utilización del ancho de banda disponible. Sin embargo, cada avance en su arquitectura trae consigo un mayor coste de complejidad para el dispositivo espacial.

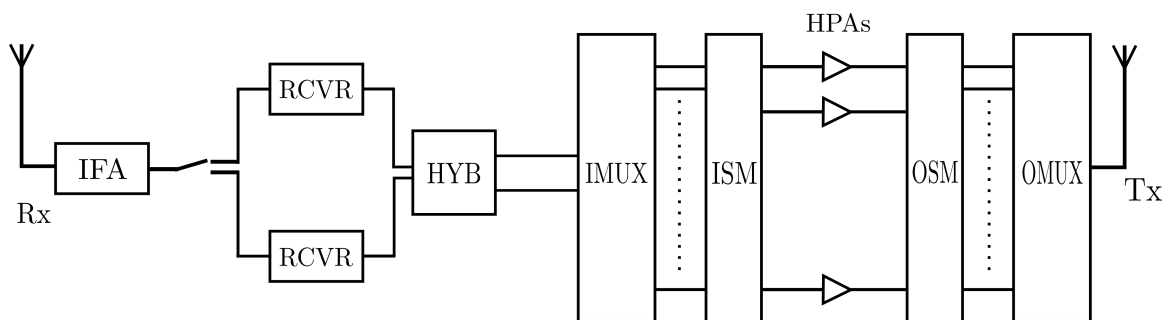


Figura 2.1: Diagrama de bloques de un subsistema de comunicaciones.

Volviendo a la arquitectura del satélite, el diagrama de bloques de los transpondedores, dado un haz y una polarización, es esencialmente el mismo que aparece en la Figura 2.1. Una antena receptora está conectada a un filtro de banda ancha seguido de un receptor de bajo ruido. Tras esto, la señal es canalizada dentro de sus varios transpondedores mediante una red de multiplexación.

Cada canal de radiofrecuencia es amplificado individualmente y recombinado por una red de multiplexación de salida en una señal de banda ancha compuesta que alimenta a las antenas transmisoras. Las matrices de conmutación a la entrada y a la salida (ISM y OSM) se encargan de proporcionar una reconfiguración del tráfico de un transpondedor a otro, de un haz a otro, o varias combinaciones de los mismos a bordo del satélite.

A menudo, tanto las ISM como las OSM consisten en “*switches*” o interruptores mecánicos o electrónicos. Para las ISM, las pérdidas no son una restricción, lo que permite el uso de “*switches*” de estado sólido para poder reducir masa y volumen. Por el contrario, las pérdidas en las OSM son críticas y por tanto los switches mecánicos son imprescindibles para poder minimizar éstas.

Desde el punto de vista de los requisitos de filtrado, el diagrama de bloques puede dividirse en tres grupos distintos: su extremo delantero, la sección canalizadora y los circuitos de salida de alta potencia. Esta división es típica en la mayoría de repetidores de comunicación. Ahora trataremos cada uno de los tres subgrupos de forma individual:

### 2.1.1. Sección Receptora

La sección de recepción consta de un filtro receptor de banda ancha a la entrada, un amplificador de bajo ruido (LNA), un mezclador para poder realizar la conversión a frecuencias más bajas y un segundo amplificador como se ve en la Figura 2.2. Por motivos de fiabilidad, los satélites emplean un receptor redundante que requiere de un “*switch*” previo a éste. En la antenna receptora, la señal detectada se encuentra en su nivel más bajo, y por tanto, es imperativo minimizar las pérdidas antes del LNA. Es por ello por lo que se requiere de un filtro de banda ancha en el receptor que asegure que sólo las señales en los 500 MHz de ancho de banda útil típicos entren al LNA, mientras que el resto de la señal fuera de ese rango que eliminada como consecuencia del filtrado. Para los filtros y líneas de transmisión previas al LNA, los diseños los dicta la necesidad de unas bajas pérdidas de inserción en la banda de paso. Los requisitos típicos de valor, en cuanto a pérdidas de inserción, no superan el valor de unas pocas décimas de decibelio.

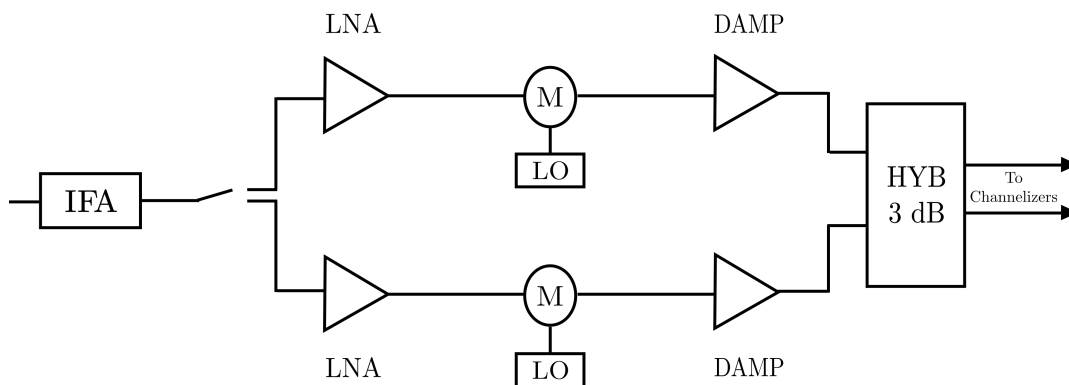


Figura 2.2: Diagrama de bloques de un subsistema de comunicaciones compuesto de un filtro de entrada que sigue a la antenna receptora, amplificador de bajo ruido, conversor a baja frecuencia y un segundo amplificador conectado al divisor de potencia a 3 dB.

El conversor a frecuencias inferiores consiste en un oscilador local y un mezclador unidos. Se requiere una separación entre las frecuencias transmitidas en el enlace de bajada y recibidas en el enlace de subida que minimice la interferencia entre ellas. Se emplea un segundo amplificador (DAMP) para atenerse a los niveles de potencia requeridos antes de llegar a la sección de separación de los distintos canales y a la amplificación de alta potencia final de las señales. Esto



permite, además, al LNA operar a un nivel lo suficientemente bajo de potencia, de manera que la figura de ruido sea lo más baja posible. El híbrido es un tipo de divisor de potencia de 3 dB que provee dos caminos separados para la canalización de los transpondedores.

### 2.1.2. Sección de canalización

En la Figura 2.3 se muestra un diagrama de bloques detallado de un canalizador o multiplexor de entrada (IMUX):

Una vez que la señal ha sido amplificada por el LNA, las pérdidas en el subsecuente equipamiento ya no son críticas. Esto es debido al hecho de que la temperatura de ruido del sistema receptor ha sido reducida por la ganancia del LNA y las pérdidas en la etapa post-LNA tienen un menor impacto. Los filtros de canal determinan en gran medida el ancho de banda utilizable de cada transpondedor, con un mínimo de banda de guarda de separación para facilitar el filtrado. No obstante, el diseño de tales filtros de canal debe ser próximo al de un filtro ideal, siendo por tanto muy selectivos.

La principal característica que define a estas redes de filtros de canalización es un fuerte rechazo fuera de sus correspondientes bandas de paso. Para ello es necesario el uso de filtros con ceros de transmisión cerca de la banda de paso para conseguir tal respuesta de aislamiento. Para poder minimizar las pérdidas de inserción dentro de la banda paso es necesario emplear filtros con un alto factor de calidad  $Q$ . Una característica interesante del sistema de canalización es el uso de circuladores de ferrita en serie y divisores de potencia a 3 dB en cable coaxial. Los circuladores son dispositivos no recíprocos de tres puertos, contruidos a partir de materiales de ferrita y que, mediante imanes externos, consiguen la propiedad deseada en cuanto al flujo unidireccional de la energía. Cada dispositivo provoca pérdidas de tan solo unos pocos decibelios en los coaxiales o en estructuras planas y menos de una décima de decibelio en las partes fabricadas con guía de onda. El aislamiento producido por los circuladores oscila típicamente entre 30 y 40 dB, siendo posible optimizar el rendimiento en anchos de banda más estrechos.

El uso de híbridos a 3 dB y de circuladores de canal en serie permite añadir simplicidad y flexibilidad en el diseño a la hora de implementar las redes de multiplexación. Sin embargo, esta simplicidad de diseño se produce a expensas de un aumento de las pérdidas, aunque, como se describió anteriormente, es de poca importancia para esta parte de la red. Por tanto, a diferencia de los filtros de canal de banda estrecha que deben estar dotados de un alto factor de calidad  $Q$ , los equipos auxiliares de banda ancha, como circuladores, aisladores e híbridos, usan valores de  $Q$  típicamente menores, permitiendo de este modo diseños más compactos.

Los filtros de banda estrecha se ven afectados por variaciones grandes del retardo de grupo dentro de la banda de paso. Este retardo de grupo varía inversamente con el ancho de banda absoluto del filtro y está limitado aún más por la pendiente de la respuesta en amplitud requerida del filtro. El retardo de grupo puede ser ecualizado utilizando una red externa paso-todo o mediante el uso de filtros de fase lineal auto-ecualizados de alto orden. De cualquier manera, la ecualización del retardo de grupo incrementa la complejidad del diseño y el coste. No obstante, la mayoría de los sistemas de satélites requieren algún grado de ecualización. Un beneficio adicional de la ecualización del retardo de grupo es la reducción de rizado en la banda de paso a

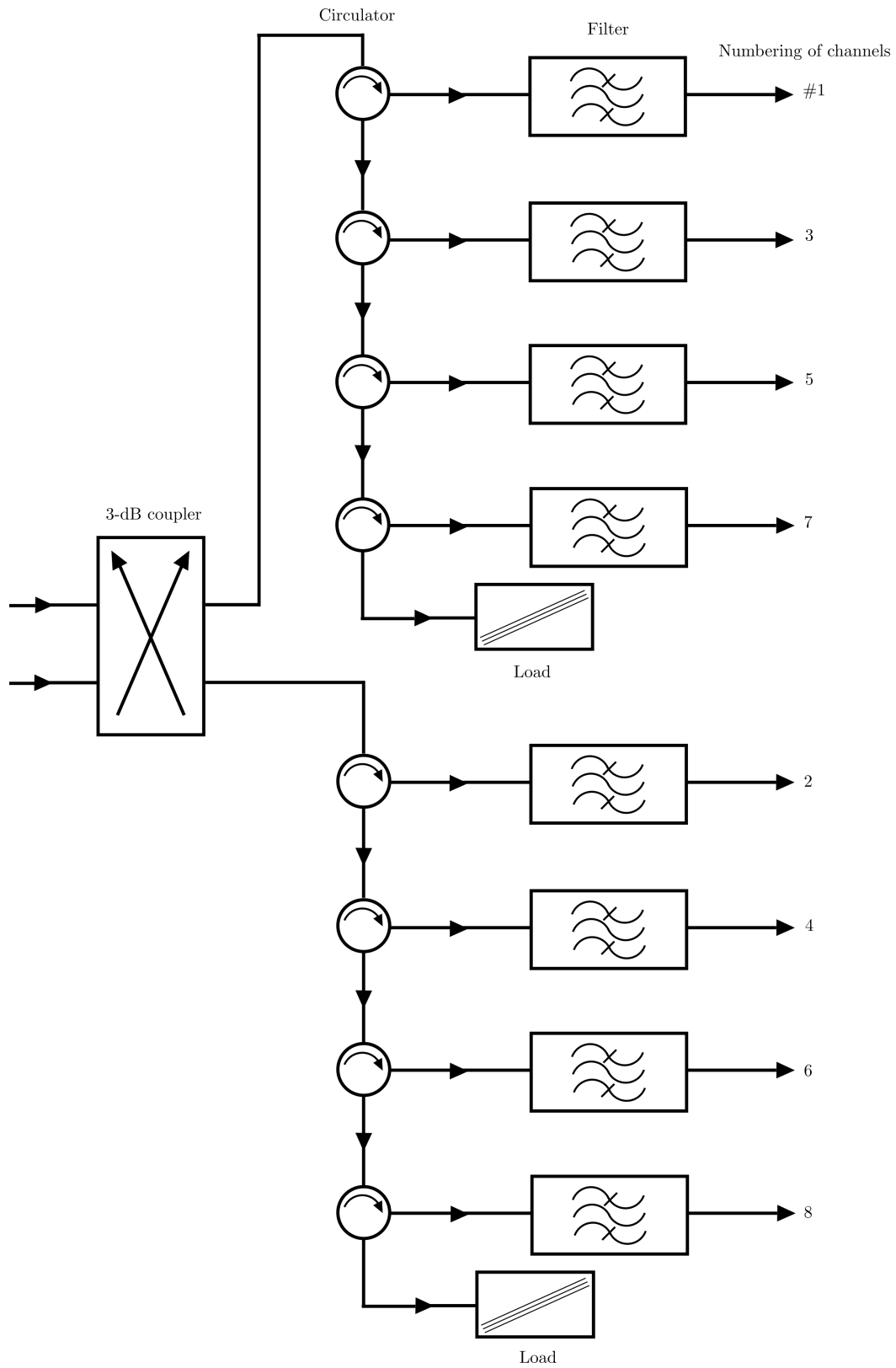


Figura 2.3: Diagrama de bloques de una red de multiplexación de entrada compuesto por un divisor de potencia a 3 dB, circuladores de ferrita y filtros de canal de banda estrecha.

expensas de un pequeño aumento en las pérdidas de la banda central. De esta manera, podemos concluir que se trata de un aspecto crítico los criterios empleado a la hora de diseñar los filtros de canal, ya que nos determinarán el ancho de banda utilizable y la eficiencia lograda en el espectro empleado [1].

### **Amplificadores de alta potencia (HPAs)**

Se requieren amplificadores de alta potencia para aumentar los niveles de potencia de señal de RF antes de su transmisión a la Tierra.

Se ha de establecer la ganancia y la potencia de RF máxima del HPA que asegure la capacidad de comunicación deseada para un transpondedor. El “Traveling-Wave-Tube Amplifier” (TWTA) es el tipo de amplificador de potencia dominante en los satélites de comunicaciones, aunque muchos utilizan también amplificadores de potencia de estado sólido (SSPA). Con los años, la potencia disponible, la fiabilidad y la eficiencia de los TWTA ha mejorado significativamente, lo que permite sigan siendo dominantes en el mercado de los satélites. Sin embargo, los amplificadores de potencia de estado sólido (SSPA) presentan una mejor linealidad en su respuesta para niveles de potencia moderados en sistemas por satélite que utilicen las bandas C y Ku. Como siempre, se requieren soluciones de compromiso a nivel de sistema para seleccionar el HPA apropiado para una aplicación determinada. Los HPA necesitan una alimentación de alta potencia, lo que requiere una alta eficiencia de operación. Los HPA son, de manera inherente, dispositivos no lineales que, debido a sus características, implican una solución de compromiso entre eficiencia, nivel de potencia de salida, y nivel de no linealidad.

Para obtener la máxima potencia de salida de RF, el amplificador debe funcionar bajo la condición de saturación. Sin embargo, en este nivel de potencia, el amplificador es altamente no lineal, y sólo es adecuado para la amplificación de una sola portadora para evitar la aparición de productos de intermodulación. Para el funcionamiento multiportadora, es esencial que el TWTA funcione en la zona lineal de su respuesta para mantener un nivel de relación de portadora a nivel de intermodulación(C/I) aceptable.

A medida que aumenta el número de portadoras, también lo hace rápidamente el número de productos de intermodulación (IM). Estas frecuencias de intermodulación se pueden dar tanto dentro como fuera de la banda correspondiente de cada canal de RF. Aquellos productos que caen dentro del canal de RF pueden ser controlados únicamente por el nivel de potencia de operación y linealidad de los HPAs. Habrá que establecer una relación de compromiso entre eficiencia y linealidad del HPA. Así pues, un HPA con una alta linealidad tenderá a tener menos eficiencia y viceversa.

#### **2.1.3. Sección de transmisión**

La sección de transmisión del satélite combina las salidas de varios amplificadores de canal de alta potencia en una red de multiplexado de salida para transmitir las a través de una antena común. Una vez que las señales han sido amplificadas por el amplificador final, la conservación de la potencia es crítica. Por lo tanto, el reto es cómo lograr la menor pérdida posible en cada canal de RF, conservando el ancho de banda utilizable y, al mismo tiempo, mantener la simplicidad del diseño del multiplexor y de los subsistemas de la antena. Este equilibrio ha

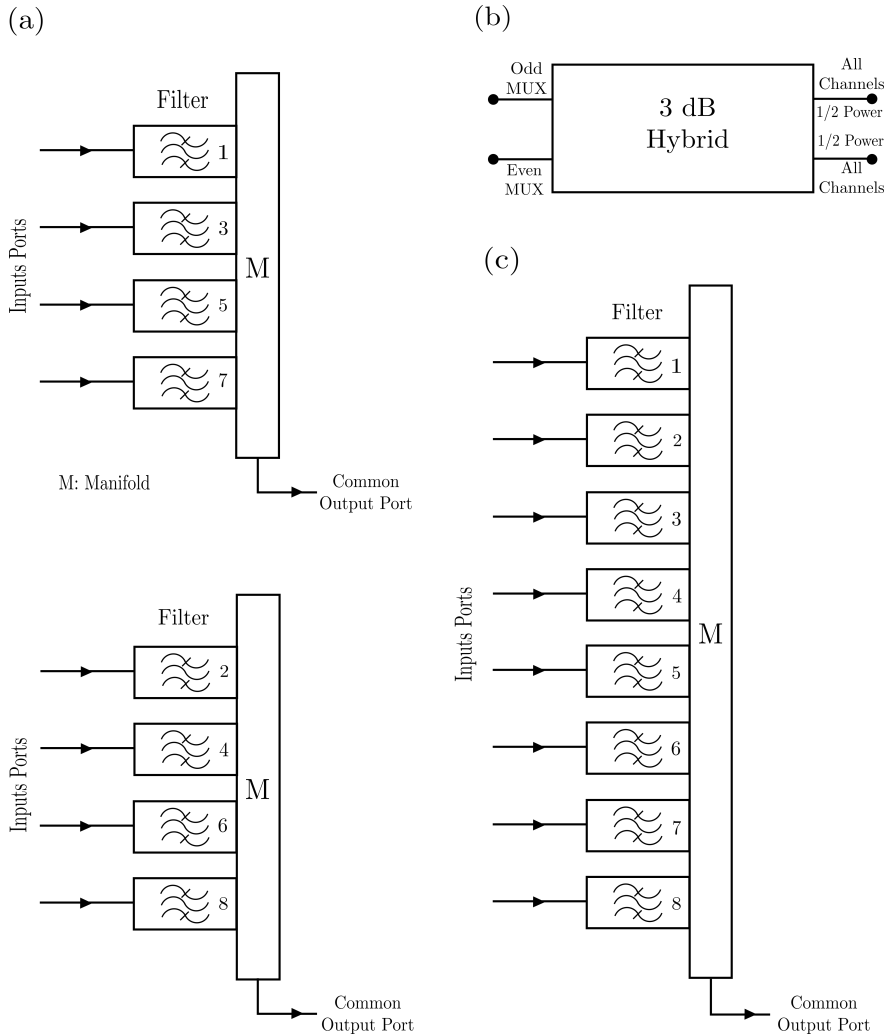


Figura 2.4: Esquemas alternativos de multiplexación en un sistema por satélite. a) Esquema de multiplexación no continuo. b) Combinador híbrido. c) Esquema de multiplexación continuo.

dado lugar a dos esquemas de multiplexación alternativos para los sistemas de satélite.

Los primeros sistemas de satélites empleaban un esquema de multiplexación no contiguo. En este tipo de arquitecturas, los canales alternos se combinan en la llamada multiplexación no contigua como se muestra en la Figura 2.4a. La potencia de salida de cada multiplexor no contiguo se combina en un híbrido de 3 dB como se muestra en la Figura 2.4b. La potencia de cada puerto de entrada del híbrido se divide por igual entre los dos puertos de salida con una diferencia de fase de  $90^\circ$ . De este modo, cada puerto de salida del híbrido contiene todos los canales de RF a la mitad de la energía. Tal esquema requiere una red de alimentación de la antena con dos puertos de entrada, que se denomina de modo dual. Esta arquitectura se empleaba ampliamente en satélites de los años 70 y 80. Su ventaja es la simplicidad del diseño de la red de multiplexores. La desventaja, sin embargo, es que la arquitectura requiere una la red de conformación de haz más compleja. Además, es difícil optimizar la ganancia de la antena, lo que resulta en una reducción de la PIRE.

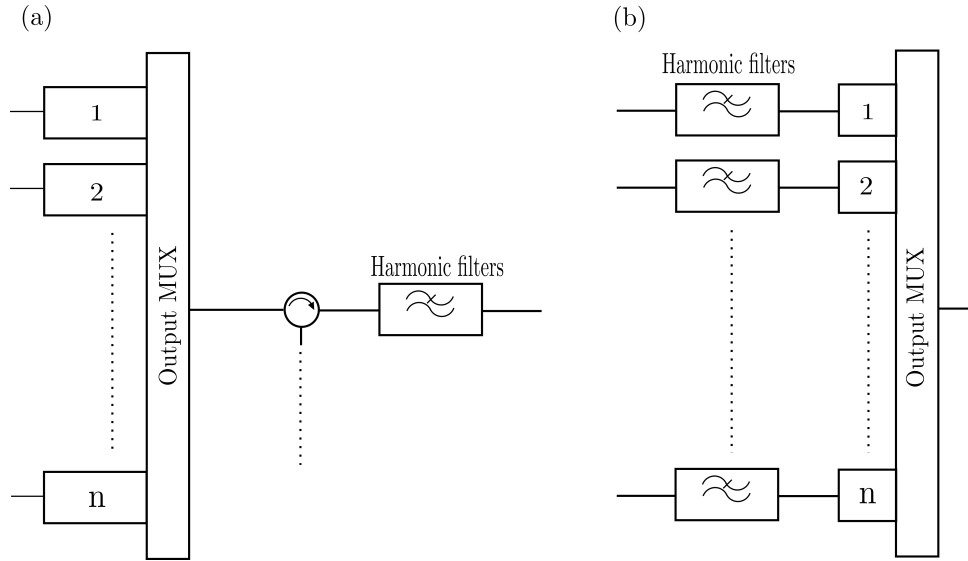


Figura 2.5: Red de multiplexación de salida de alta potencia en un satélite. a) Filtro supresor de armónicos a la salida. b) Filtro supresor de armónicos individual para cada canal.

La alternativa es combinar las potencias de todos los transpondedores, dada una polarización, en un único dispositivo. En la Figura 2.4c se muestra un multiplexor de banda continua. Su principal ventaja es que permite una red de conformación de haz más simple y que sea más fácil de optimizar la ganancia de la antena. Además al ser la respuesta en amplitud más uniforme se reducen los efectos perniciosos de propagación multicamino, consiguiéndose así un canal de comunicación de RF de mejor calidad. [5]. Su desventaja es que el diseño de un multiplexor de este tipo es más complejo e incurre en pérdidas ligeramente mayores y variaciones en el retardo de grupo de los canales de RF en la banda de paso. A lo largo de los años y gracias a los distintos avances tecnológicos se han conseguido realizar diseños más complejos. La mayor ganancia alcanzable de la con este esquema, además, compensa la desventaja de tener mayores pérdidas en el multiplexor. Como resultado, la mayoría de los sistemas de satélites modernos emplean esquema de multiplexación contigua, ya que produce un mejor rendimiento en términos de características generales de cada canal del transpondedor y en la PIRE.

El multiplexor a la salida (OMUX) realiza el papel contrario a lo visto en la sección de canalización, es decir, combina la potencia de cada canal de RF en una única señal compuesta para la retransmisión de vuelta a la Tierra mediante una antena común. Consta de un determinado número de filtros paso-banda conectados a un colector común. Cada filtro se corresponde a un canal de un transpondedor particular y está optimizado para aceptar la señal amplificada dentro de la banda de paso de ese canal y rechazar las frecuencias correspondientes a los canales de otros transpondedores. Además, los filtros de canal y el multiplexor en conjunto se optimizan aún más para conseguir bajas pérdidas y rechazo en la banda recibida. Los TWTA no solo proporcionan las señales amplificadas deseadas, sino también productos de intermodulación y armónicos que deben ser suprimidos. El OMUX facilita en parte de esta supresión.

El propósito de tales filtros es el de proporcionar un alto rechazo en el segundo y tercer

armónico incurriendo en un mínimo de pérdidas en la banda de paso del transpondedor. Esto se logra mediante un diseño de filtro paso bajo de bajas pérdidas. El manejo de la potencia en tales filtros es un requisito crítico.

Respecto a los filtros de rechazo de armónicos, hay dos diseños alternativos factibles para cumplir con la limitación de potencia representados en la Figura 2.5. El primero consiste en un único filtro conectado tras el multiplexor, como muestra la Figura 2.5a. La ventaja de usar un único filtro incurre en una menor masa y volumen requeridos. Sin embargo, debe ser capaz de soportar la potencia de la combinación de todas los canales de RF a la salida del multiplexor, siendo esto una considerable desventaja. El segundo se presenta como una alternativa a éste, presentando un filtro de armónicos en cada canal individualmente como se representa en la Figura 2.5b. En este esquema, se requiere que el filtro soporte la potencia de un único canal y no la potencia combinada del resto de canales de RF, como pasaba con el anterior diseño. Su principal desventaja es, por tanto, el incremento del número de filtros de armónicos necesario. Los primeros sistemas de satélite empleaban un único filtro de armónicos en el OMUX. A medida que el nivel de potencia en los satélites ha aumentado, parece que hay un cambio hacia el empleo de filtros de armónicos individuales en cada canal. La elección particular está dictada por un compromiso a nivel de sistema.

## 2.2. Fenómenos de Alta Potencia

El fenómeno de la emisión electrones secundarios fue descubierto en 1902 por Austin y Staker cuando estudiaban la reflexión de rayos catódicos en superficies metálicas. Observaron que el metal emitía más electrones de los que bombardeaban a la muestra. Inicialmente no se le prestó mucha atención, pero tras quedar demostrada su importancia en los tubos electrónicos, comenzó a investigarse de manera más intensa. En los años 30, se había establecido ya la relación entre la emisión secundaria de electrones y el efecto multiplicador observado en los dispositivos en condiciones de baja presión, lo que dio inicio al desarrollo de teorías y ecuaciones que definirían este fenómeno [6].

Cuando los electrones del haz incidente con el que excitamos la muestra penetran en su interior, sufren diversas interacciones con los átomos de la misma, que se van a traducir en su progresivo frenado así como en una dispersión en distintas direcciones. Las interacciones que los electrones incidentes tienen con los núcleos atómicos de la muestra son de tipo elástico, sufriendo el electrón una notable desviación respecto de su dirección original, pero sin pérdida significativa de su energía. Por el contrario, las interacciones de los electrones incidentes con los electrones de la muestra son de tipo inelástico, con transferencia de parte de su energía pero generalmente con escasa desviación de su dirección.

Podemos en consecuencia imaginar de modo intuitivo y simplificado el “viaje” de un electrón incidente por el interior de una muestra como una sucesión de interacciones con los núcleos y electrones, que progresivamente le van frenando y además le obligan a llevar una trayectoria zigzagueante. Las interacciones con núcleos le modifican su dirección y las interacciones con electrones le restan energía. Existen otras interacciones inelásticas, tales como la generación de plasmones y fonones, no directamente relacionadas con las interacciones de electrones individuales, que también implican una disminución de la energía cinética del electrón.

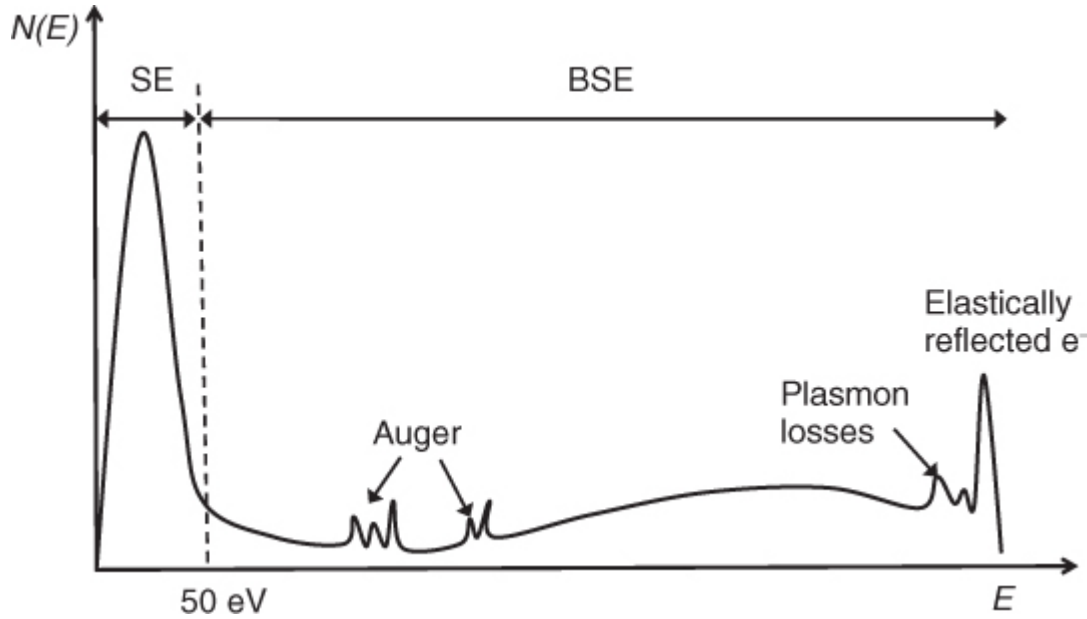


Figura 2.6: Espectro de energía de los electrones emitidos por una muestra.

Dentro de esa compleja sucesión de interacciones que los electrones incidentes tienen en el interior de la muestra, existe una razonable posibilidad de que algunos de ellos, mediante sucesivas interacciones elásticas, sufran una desviación grande respecto de la dirección incidente y sean por tanto “reflejados” hacia atrás. Parte de estos electrones serán capaces de alcanzar nuevamente la superficie de la muestra antes de haber perdido totalmente su energía y podrán en consecuencia salir al exterior. Estos electrones del haz incidente que han sido desviados hacia atrás dentro de la muestra y que emergen nuevamente son los que estrictamente responden al nombre de “electrones retrodispersados”.

Frente a este concepto intuitivo de electrón retrodispersado, surge el de electrón secundario como aquel electrón de la muestra que, excitado por un electrón del haz incidente, adquiere una energía que le hace capaz de alcanzar la superficie y salir al exterior.

Por supuesto, resulta totalmente imposible averiguar si un electrón que emerge de la muestra corresponde a un retrodispersado o secundario, tal y como los hemos físicamente descrito, por lo que la definición original de electrón retrodispersado nos incapacita para obtener una señal específica, al no poderse separar del conjunto de electrones que emite la muestra aquellos que se ajustan a dicha definición. Se define no obstante por convención como electrón secundario aquel cuya energía resulta inferior a 50 eV, de manera que todos los electrones cuya energía esté por encima de ese límite serán considerados en la práctica como retrodispersados, con la única excepción de los correspondientes a unos pequeños picos de emisión que aparecen a energías relativamente bajas, y que reciben el nombre de electrones Auger.

La cantidad de electrones retrodispersados es proporcional al número de electrones incidentes, y definimos como cociente de emisión de electrones retrodispersados  $\eta$  a la relación [7]:

$$\eta = \frac{n.^{\circ} \text{ electrones retrodisp.}}{n.^{\circ} \text{ electrones incidentes}} = \frac{\text{intensidad señal retrodisp.}}{\text{intensidad del haz incidente}} \quad (2.2.1)$$

En el diseño de componentes pasivos de microondas para comunicaciones por satélite resulta de vital importancia evitar la aparición de ciertos fenómenos asociados a condiciones de alta potencia en el medio espacial. Debido a las características especiales del espacio en el cual se encuentran situados los satélites de comunicaciones, como es la condición de vacío o la necesidad de transmitir señales con un elevado nivel de potencia, los circuitos guiados de microondas corren el riesgo de sufrir ciertos fenómenos perniciosos de carácter no lineal. Entre estos fenómenos podemos citar el de ruptura Multipactor, el efecto Corona o la intermodulación pasiva (*PIM*) [8].

### 2.2.1. Efecto multipactor

Multipactor es un fenómeno de ruptura de RF. Se lleva a cabo bajo condiciones de vacío cuando el recorrido libre medio de los electrones es mayor que la distancia entre las paredes de la guía. Se trata de un fenómeno resonante por el cual ciertos electrones se desprenden de las paredes de las guías de onda y entran en sincronía con el campo electromagnético.

La tensión de RF aplicada acelera los electrones libres a través del *gap*, llegando a la pared opuesta de la guía, desde la cual surgen con un nivel de energía tal, que son capaces de desprender nuevos electrones dando lugar por tanto a un fenómeno resonante; un efecto de avalancha que puede llegar a destruir el dispositivo en el que surja. Depende de la multiplicación de electrones a través de la emisión secundaria de éstos en las paredes y se conoce a menudo como *fenómeno de resonancia de electrones secundarios*.

Se hace por tanto necesario poder predecir bajo qué condiciones va a aparecer este fenómeno de multipactor, empleando para ello ciertos modelos electromagnéticos [1] [8].

### 2.2.2. Descarga de Corona

La descarga de *Corona* es un proceso por el cual se forma un plasma de electrones debido a la ionización del gas que rodea a una zona de alto nivel de campo eléctrico. En la naturaleza se puede ver este fenómeno en los relámpagos o en el mástil de un barco en un día de tormenta. En cuanto a la tecnología de microondas se refiere, se produce este fenómeno, por ejemplo, en filtros de guía de ondas en los que se alcanza un alto nivel de campo eléctrico a presiones relativamente bajas ( $100 - 1 \cdot 10^5$  Pa) que, en términos atmosféricos comprende la ionosfera (60 a 800 kilómetros de altitud). Dado que este fenómeno no puede ocurrir en condiciones de vacío, debido a que para la generación del plasma de electrones es necesario un gas, parece no ser un peligro potencial en aplicaciones de satélites debido al hecho de que la condición de funcionamiento de un satélite es a presiones muy bajas o de vacío. Sin embargo, el Sistema de Telemetría, Seguimiento y Control (*TTC*) es a veces encendido durante el lanzamiento y, por lo tanto, se tiene que cruzar la región de la ionosfera. Es en estos momentos cuando la descarga de Corona puede darse lugar, inutilizando los componentes del sistema. Por otra



parte, se está prestando una atención creciente a la descarga de Corona en el caso de vehículos de reentrada debido a la exploración de los planetas y sus lunas, como Marte o Titán, aunque en ésta última la presión en superficie es más o menos como la terrestre.

Las consecuencias de una descarga de Corona en un componente de microondas son extremadamente perjudiciales. La potencia transmitida disminuye, lo que puede conducir a la destrucción de la fuente de alimentación. Debido a una alta reflexión, la temperatura también se eleva, lo que finalmente resulta en la destrucción completa del dispositivo. La prevención de la descarga de Corona se basa en la realización de pruebas de resistencia a los componentes críticos antes de construir el satélite. De hecho, la potencia de funcionamiento del dispositivo debe ser al menos 3 dB inferior a la potencia ruptura medida con el fin de garantizar que la descarga no se produzca en condiciones de vuelo, siguiendo así los márgenes de seguridad de la industria espacial. Por lo tanto, desde el punto de vista del diseñador de componentes de microondas, el umbral de potencia de descarga de Corona es el parámetro crítico que debe ser tomado en consideración. En otras palabras, es la potencia de entrada más grande que un dispositivo particular puede admitir sin el desarrollo de una descarga de Corona.

Experimentalmente, se deben aplicar varios métodos de forma simultánea con el fin de asegurarse de que ha ocurrido un evento de Corona. Entre ellos, detección de terceros armónicos, la potencia de reflexión y/o medidas de corriente electrónica son probablemente, los más utilizados habitualmente [9].

Por último, cabe destacar que los fenómenos de multipactor y la descarga de Corona pueden darse lugar tanto en escenarios de una única portadora como en escenarios de múltiples portadoras.

### 2.2.3. Fenómeno de intermodulación pasiva (*PIM*)

Está causado generalmente en componentes de microondas por suciedad y rugosidades de las guías, así como por uniones entre tramos de guía no ideales. Tiene su origen en la existencia de un componente no lineal en el sistema, que genera armónicos de la señal de entrada. Si, además, más de una señal está presente, los productos de intermodulación también se encontrarán excitados. En aras de la comprensión, si se consideran sólo dos portadoras, las frecuencias de intermodulación son:

$$f_{int} = mf_1 + nf_2 \quad (2.2.2)$$

donde  $f_1$  y  $f_2$  son las dos frecuencias de entrada,  $f_{int}$  es la frecuencia del producto de intermodulación,  $m$  y  $n$  son números enteros y la relación  $|m| + |n| = N$  proporciona el orden de intermodulación  $N$ . Por otra parte, en situaciones comunes la peligrosidad de la señal radica en que se alcance la relación  $m + n = \pm 1$  ya que éstos son los productos de intermodulación que caen cerca de las de las portadoras de entrada. De esta forma, para el tercer orden ( $N = 3$ )  $|m| = 2$ ,  $|n| = 1$  o  $|m| = 1$ ,  $|n| = 2$ , para quinto orden ( $N = 5$ )  $|m| = 3$ ,  $|n| = 2$  o  $|m| = 2$ ,  $|n| = 3$  y así, donde siempre se cumple que  $sign(m) \neq sign(n)$ .

Estas señales *PIM* originadas en la banda de transmisión del satélite puede caer en la banda de recepción. A pesar de que estas señales excitadas tienen una baja potencia (puesto que se han originado por componentes pasivos), las portadoras recibidas también son señales de baja potencia y por lo tanto, pueden producirse interferencias. Esto puede ser fácilmente entendido teniendo en cuenta que, por ejemplo, un satélite geoestacionario está situado en una órbita de 36,000 km de altura. Si una señal de potencia  $P_0$  se emite de forma isotrópica desde la Tierra, aunque no sea generalmente el caso, la potencia de entrada  $P_i$  en el satélite es aproximadamente:  $P_i = P_0/(4\pi r^2) \sim 10^{-15} \cdot P_0$ . Por lo tanto, es evidente que, aunque el nivel de intermodulación puede ser muy bajo en comparación con las señales que se generan (las de transmisión) pueden afectar seriamente a la banda de recepción. Tal escenario es muy habitual en los satélites de comunicaciones debido a la necesidad de reducir el peso empleando métodos comunes tanto para la banda de transmisión y la de recepción. Por ejemplo, una sola antena se utiliza comúnmente para las bandas de recepción y transmisión en un satélite estándar. De hecho, la interferencia de intermodulación pasiva fue identificada por primera vez en embarcaciones con dos antenas pero localizadas lo suficientemente cerca la una de la otra como para que se viesan afectadas entre sí. Esto fue originalmente denominado como efecto “*rusty-bolt*”.

El problema actual de la distorsión *PIM* es que no se puede mitigar mediante el uso de cualquier tipo de técnica de filtrado. Dado que la transmisión y recepción de portadoras comparten el mismo hardware, no se puede llevar a cabo un filtrado de las señales de intermodulación excitadas sin afectar a las portadoras originales. La única prevención posible es un uso inteligente de las bandas de frecuencia de tal manera que los órdenes de intermodulación que caen dentro de la banda de recepción sean tan altos como sea posible ya que a mayor orden menor es su potencia. Sin embargo, con el paso del tiempo, las bandas de frecuencias de operación son cada vez más restrictivas y, por tanto, esta regla de oro no se puede aplicar fácilmente. Incluso en los casos en que esto sea posible, el aumento de potencia de las portadoras hace que los órdenes superiores sean más peligrosos desde el punto de vista de la generación de *PIM*.

La falta de predicción es crítica en el caso de *PIM* para los que no es posible el uso de un modelo universal, debido a la naturaleza irregular y aleatoria del fenómeno. Sin embargo, pueden ser desarrollados modelos útiles para el diseño de sistemas libres *PIM* siempre que sean conocidos datos experimentales. Para corona y multipactor, existen algunos modelos y herramientas para su análisis. Sin embargo, se basan comúnmente en la asunción de geometrías simplificadas. De hecho, las herramientas de análisis para dispositivos complejos arbitrarios no están disponibles para la comunidad científica o la industrial [9].

## Capítulo 3

# Teoría de Multipactor

### 3.1. Fundamentos de multipactor en señales con múltiples portadoras

El fenómeno de multipactor es un efecto no lineal que puede darse en dispositivos de alta potencia a muy baja presión o vacío, como podrían ser aceleradores de partículas y subsistemas de satélites. Una descarga de multipactor es una avalancha electrónica, en sincronía con el campo de radiofrecuencia, causada por una multiplicación de electrones secundarios emitidos de las paredes del dispositivo. Sus efectos van desde la degradación de la señal hasta la completa destrucción del componente.

El diseño de componentes libres de multipactor es un problema clave para la industria de las telecomunicaciones espaciales. De manera específica, las cargas útiles de los satélites modernos operan con un número extremadamente alto de canales de comunicación y un continuo incremento de nivel de potencia por cada portadora. Esto se traduce en la necesidad de niveles de picos de potencia extremadamente altos en la señal multiportadora hacia el satélite, lo que resulta en un riesgo incrementado de descarga multipactor.

Este fenómeno tiene lugar cuando el campo electromagnético y la geometría de los componentes son tales que los electrones siguen una trayectoria resonante, impactando consecutivamente de una pared a otra del dispositivo con una energía tal que la tasa de emisión secundaria de electrones sea mayor que 1. De acuerdo con la teoría clásica de multipactor [10], [11], [12], para que se consiga resonancia, las fases que presenta el electrón en su viaje entre las placas debe ser un número impar de semiperiodos, p.e  $n\pi$ , donde  $n = 1, 3, 5, 7 \dots$  se denomina orden de multipactor. El orden de multipactor puede ser expresado analíticamente como función del voltaje aplicado y la frecuencia de operación por el tamaño del *gap* del dispositivo  $f \times d$ . Análogamente, la teoría establece el valor del voltaje de ruptura  $V_B$  (el valor mínimo de voltaje que produce descarga multipactor), como función de la  $f \times d$  y de las propiedades del SEY del material del dispositivo.

Por otro lado, en aplicaciones típicas de comunicación, una señal multiportadora puede estar compuesta por  $N$  portadoras con la misma amplitud  $V_0$ , equiespaciadas en frecuencia ( $\Delta f$ ) y con una fase relativa ( $\varphi_i$ ), donde  $i$  representa cada portadora individualmente.

$$v(t) = V_0 \sum_{i=1}^N \sin \left\{ 2\pi \left[ f_m + \left( i - \frac{N+1}{2} \right) \Delta f \right] t + \varphi_i \right\} \quad (3.1.1)$$

donde  $v(t)$  es el voltaje de la señal compuesta y  $f_m$  es la frecuencia media de todas las portadoras. Bajo estas circunstancias, la señal compuesta puede ser expresada como si solo tuviese una portadora de frecuencia  $f_m$ , modulada por una envolvente, cuya evolución en tiempo depende de las fases relativas entre portadoras. El valor absoluto de la envolvente es periódico, con un periodo de  $T = 1/\Delta f$ . El estudio de multipactor operando con múltiples portadoras es mucho más complejo que en el caso de una sola portadora. El caso de una única portadora es fácil de caracterizar porque cuando se dan las condiciones de multipactor, la avalancha de electrones alcanzará su nivel de saturación ya que la señal con una portadora tiene amplitud constante. Por el contrario, la amplitud de las señales con varias portadoras varían periódicamente con el tiempo y la descarga multipactor puede ser entendida como avalanchas periódicas de electrones, las cuales tienen lugar mientras la envolvente sea mayor que  $V_B$ , con periodos intercalados de inactividad cuando la amplitud es demasiado baja para producir una descarga.

Una señal típica con múltiples portadoras está compuesta por varias portadoras moduladas con una separación en frecuencia pequeña. Su mezcla produce una señal modulada en RF con una envolvente que varía periódicamente en el tiempo. Cada una de las señales añaden un comportamiento dinámico al proceso de multipactor, el cual no se ha terminado de entender aún. De momento, no existe una teoría para multipactor en operaciones con múltiples portadoras bien establecida.

Hasta ahora, el estándar adoptado por la Agencia Espacial Europea (*ESA*) para el estudio de multipactor en señales con varias portadoras está basado en “La regla de los 20 cruces del *gap*” en inglés “*20-gap-crossing rule*”, que establece que el fenómeno multipactor toma lugar solo en si la envolvente de la señal multiportadora excede del voltaje de ruptura en un tiempo mayor o igual que el tiempo que tarda un electrón en cruzar el *gap* 20 veces ( $T_{20}$ ). Esta regla establece un criterio de multipactor para un único pico de la señal multiportadora. Sin embargo, la variación en tiempo de la amplitud de la señal implica que, dentro de un periodo de la envolvente de la multiportadora, hay algunos intervalos en los cuales la amplitud del campo es superior al umbral de ruptura multipactor y otros en los que es inferior [13].

## 3.2. Teoría clásica de Multipactor

La teoría clásica del multipactor fue desarrollada por primera vez por Gill y Von Engel en 1948 [14]. Desde entonces, la teoría ha evolucionado hasta dividirse en dos principales ramas denominadas teoría de la constante- $k$  y teoría de la constante- $v$ . Se asume que la energía emitida por los electrones secundarios es independiente de la energía del impacto. Ambas teorías están limitadas al uso de una señal continua con una única portadora (la señal de RF está compuesta solo de una senoide), a una trayectoria unidimensional del electrón, el uso de una geometría de placas paralelas (campo electrostático homogéneo) y una emisión de energía determinista de electrones secundarios.

Se sabe que la velocidad de emisión de electrones secundarios no depende de la energía del primer impacto [15], lo cual es contrario a lo asumido en la teoría de la constante- $k$ . Sin embargo, los parámetros de SEY y la constante  $k$  pueden ser fácilmente modificados para ajustar las rupturas esperadas a los resultados experimentales [16]. Es por ello que la industria espacial ha adoptado esta teoría durante años y la ha aplicado a los estándares de multipactor actuales.

La teoría de la constante- $v$  ha prevalecido en la comunidad científica, sin embargo falla a la hora de predecir niveles de ruptura de multipactor. Existen escenarios más realistas donde se tiene en cuenta la aleatoriedad natural de la velocidad de emisión de los electrones, de hecho, si la velocidad de propagación aumenta lo suficiente, el tiempo de vuelo de los electrones puede variar fuertemente entre un impacto y otro, incluso con una única superficie de impacto, y el SEY se seguiría manteniendo por encima de 1. Esta descripción del fenómeno de multipactor se conoce como multipactor no-resonante.

En las teorías clásicas, los niveles de ruptura de multipactor son representados típicamente a través de las curvas de susceptibilidad de multipactor, introducidas en primera instancia por Hatch & Williams. Esas curvas especifican la combinación del voltaje aplicado, la frecuencia de RF ( $f$ ) y la separación entre las placas o *gap* ( $d$ ) necesarios para que se de comienzo a una descarga de multipactor. Las curvas están calculadas usando ecuaciones analíticas de movimiento de un electrón e imponiendo las condiciones de resonancia y energía de impacto, a fin de asegurar un SEY mayor que 1 (y por tanto un crecimiento exponencial de electrones). El tipo de resonancia es definido por el orden de multipactor, el cual especifica el número de semi-periodos (o ciclos) entre impactos de electrones consecutivos. El resultado es una gráfica Voltaje vs  $f \times d$ , donde las regiones de ruptura de multipactor están delimitadas por cada orden de multipactor. Las curvas de susceptibilidad son específicas para cada material y sus respectivas curvas de SEY (el SEY depende de la energía con la que impacte el electrón).

La Figura 3.1 muestra las curvas genéricas de Hatch & William. Los límites A-D y B-C para el primer modo se corresponden con la máxima y mínima fase de emisión permitida, mientras que los límites A-B y C-D se corresponden con la energía de impacto y la condición de SEY igual a 1. La región dentro de A-B-C-D es la región de multipactor para el primer modo. Lo mismo se aplica para los demás. Las líneas de contorno representan los diferentes valores del SEY dentro de las regiones, las cuales dependen de la energía de impacto que siempre es mayor que 1.

La teoría clásica modela el crecimiento de electrones para un orden de multipactor específico

$$N(t) = N_0 \sigma(fd, V_0)^{\frac{2ft}{n}}, \quad (3.2.1)$$

donde  $N_0$ ,  $\sigma(fd, V_0)$  y  $n$  son el número inicial de electrones, el SEY y el orden de multipactor respectivamente para un producto  $f \times d$  específico y voltaje aplicado  $V_0$ .

La principal limitación de la teoría estadística es la suposición de la estacionalidad. La estacionalidad implica que solo los electrones que son emitidos con una cierta distribución de fase de emisión experimentan un crecimiento exponencial. Como consecuencia, a medida que el tiempo se incrementa, esta distribución prevalece sobre las otras, haciendo que la estadística del proceso multipactor converja a una solución estacionaria. Por consiguiente, la estadística

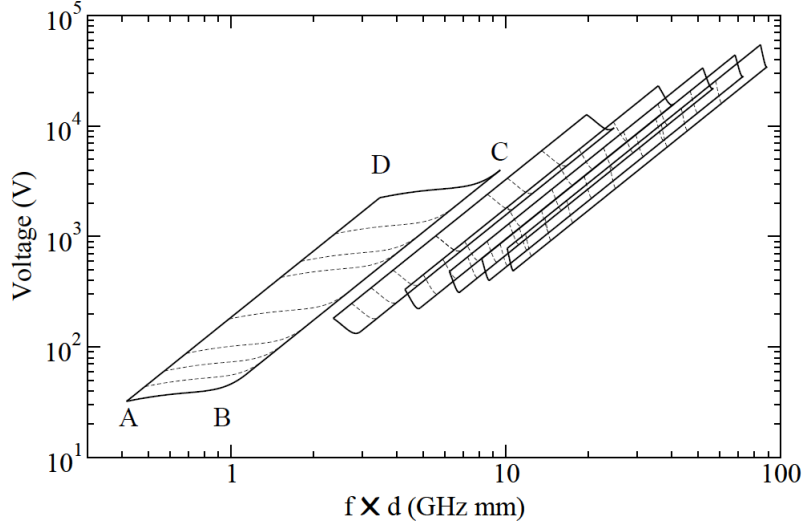


Figura 3.1: Curvas genéricas de Hatch & William para los 11 primeros modos.

de tal situación se puede estudiar en un único periodo de la señal de RF. Desafortunadamente, el supuesto de estacionalidad limita la validez de los resultados a las regiones donde hay un crecimiento exponencial de electrones (sobre el nivel de ruptura de multipactor). De ahí, que la teoría estadística actual no modele el proceso de absorción de electrones que ocurre por debajo del nivel de ruptura de multipactor. Además, la teoría estacionaria solo es capaz de delimitar las regiones de ruptura de multipactor pero no de dar información sobre la tasa de crecimiento de electrones. Finalmente, la teoría estacionaria solo toma en cuenta la interacción entre dos superficies, rechazando completamente impactos en una sola superficie, lo que podría representar una gran fracción del total de impactos en la descarga de multipactor para voltajes crecientes por encima del nivel de ruptura. Como consecuencia, esta teoría no proporciona un marco de trabajo completo para multipactor multifase.

La teoría clásica de multipactor abarca el caso particular de multipactor en dos superficies en régimen de una única portadora en placas paralelas infinitas. Esta teoría asume que los electrones son emitidos con una velocidad fija y determinista. Los resultados podrían ser extrapolados a estructuras reales en las que el *gap* es pequeño en comparación con el resto de dimensiones del dispositivo. Básicamente, la teoría clásica soluciona analíticamente las ecuaciones de movimiento del electrón buscando condiciones de resonancia y crecimiento de electrones. La Figura 3.2 muestra la geometría del problema.

Las ecuaciones de movimiento de un electrón de carga  $-e$  y masa en reposo  $m_e$  entre dos placas paralelas infinitas que están situadas entre  $x = 0$  y  $x = d$  vienen dadas en [17]. Para un campo eléctrico de RF de amplitud  $E_0$  y frecuencia  $f$  (frecuencia angular  $\omega = 2\pi f$ ), la aceleración ejercida en el electrón es

$$m_e \ddot{x} = eE_0 \sin(\omega t), \quad (3.2.2)$$

donde el voltaje  $V_0$  en RF puede expresarse como  $V_0 = E_0 d$ .

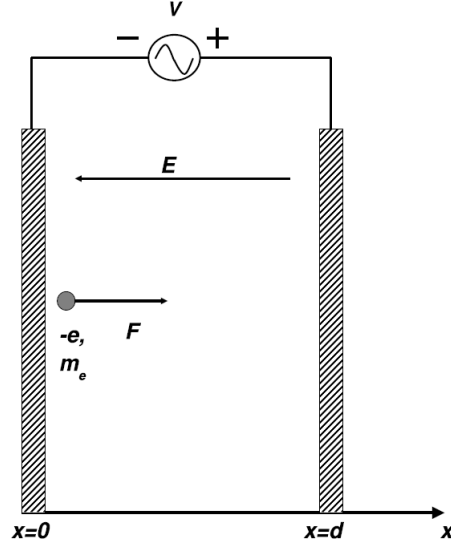


Figura 3.2: Geometría del problema de placas paralelas infinitas.

Las condiciones iniciales en un tiempo  $t = t_s$  son

$$x|_{t=t_s} = 0, \quad \dot{x}|_{t=t_s} = v_0, \quad (3.2.3)$$

De la ecuación (3.2.2) se pueden derivar fácilmente el resto de ecuaciones de movimiento

$$\dot{x} = v_0 + v_\omega [\cos(\omega t_s) - \cos(\omega t)], \quad (3.2.4)$$

$$x = [v_0 + v_\omega \cos(\omega t_s)](t - t_s) + \frac{v_\omega}{\omega} [\sin(\omega t_s) - \sin(\omega t)], \quad (3.2.5)$$

donde  $v_\omega = eV_0/(m_e \omega d)$ .

El tiempo  $t_i$  en el cual el electrón alcanza la placa opuesta ( $x = d$ ) es entonces

$$d = [v_0 + v_\omega \cos(\omega t_s)](t_i - t_s) + \frac{v_\omega}{\omega} [\sin(\omega t_s) - \sin(\omega t_i)]. \quad (3.2.6)$$

Las condiciones para que la descarga de multipactor ocurra son:

1. A fin de conseguir resonancia, las fases de los electrones primarios y secundarios durante el viaje deben ser iguales y tener un valor impar de semiperiodos, p.e  $n\pi$ , donde  $n = 1, 3, 5, 7, \dots$  es el orden modal de multipactor o modo de multipactor.
2. El tiempo o fase en el cual son liberados, debe ser dentro de un cierto rango, de modo que se produzca una sincronía con el campo eléctrico (si el electrón sale cuando el campo eléctrico se mueve en la dirección equivocada, es decir, contra la pared de origen, el electrón no será liberado).
3. La energía de impacto (velocidad) debe estar comprendida entre  $W_1$  y  $W_2$ , es decir, el rango de energías con SEY mayor que 1.

### 3.2.1. Teoría de la constante- $k$

Esta teoría fija el radio entre la velocidad de impacto del electrón  $v_i$  y la velocidad con la que es liberado  $v_0$

$$k = \frac{v_i}{v_0}. \quad (3.2.7)$$

De acuerdo con la primera condición de multipactor, el electrón de partida con fase  $\varphi_s = \omega t_s$  debe llegar a la pared opuesta,  $x = d$ , con una fase de  $\omega t_i = \varphi_s + n\pi$ , siendo  $n$  el orden de multipactor. Sustituyendo (3.2.7) en (3.2.4) y teniendo en cuenta que la amplitud del voltaje en RF es  $V_0 = dE_0$ , la expresión de la velocidad de impacto resulta

$$v_i = \frac{k}{k-1} 2v_\omega \cos \varphi_s. \quad (3.2.8)$$

La amplitud del voltaje  $V_0$  puede ser expresada con otros parámetros mediante la ecuación (3.2.5)

$$V_0 = \frac{(\omega d)^2}{(e/m_e)\Phi}, \quad (3.2.9)$$

y

$$\Phi_n = \frac{k+1}{k-1} n\pi \cos \varphi_s + 2 \sin \varphi_s. \quad (3.2.10)$$

Por otro lado, respecto a la segunda condición para multipactor, la máxima fase de liberación permitida  $\varphi_{max}$  que asegure las condiciones de resonancia

$$\varphi_{max} = \tan^{-1} \left( \frac{k-1}{k+1} \frac{2}{n\pi} \right). \quad (3.2.11)$$

Finalmente, la tercera condición de multipactor impone que la velocidad de impacto debe estar comprendida entre el primer y segundo cambio de velocidad del SEY del material de la superficie,  $v_1$  y  $v_2$  respectivamente (las cuales relacionan las energías  $W_1$  y  $W_2$  como  $W = \frac{1}{2} \frac{m_e}{e} v^2 eV$ ).

### 3.2.2. Teoría de la constante- $v$

La teoría de la constante- $v$  se propone como una alternativa a la teoría de la constante- $k$ , asumiendo de una forma más realista una monoenergética velocidad inicial  $v_0$  distinta de cero. Haciendo uso de las ecuaciones (3.2.4), (3.2.5) y la primera condición de multipactor, las expresiones para el cálculo de la velocidad de impacto y las expresiones de voltaje pueden ser derivadas de la misma forma que en el caso de la teoría de la constante- $k$ , produciendo

$$v_i = 2v_\omega \cos \varphi_s + v_0 \quad (3.2.12)$$

y

$$V_0 = \frac{m_e}{e} \frac{\omega d (\omega d - n\pi v_0)}{n\pi \cos \varphi_s + 2 \sin \varphi_s}, \quad (3.2.13)$$

respectivamente.



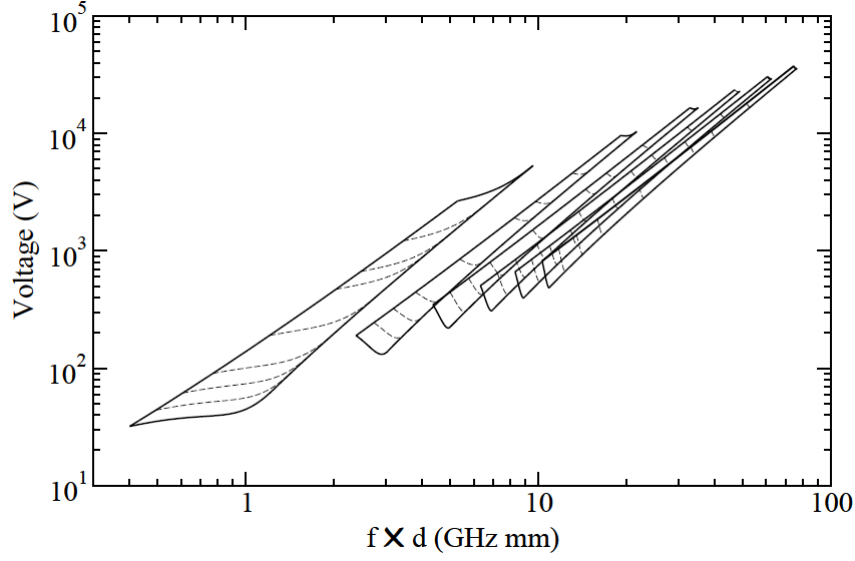


Figura 3.3: Curvas genéricas de Hatch & William para los 11 primeros modos.

Las fases iniciales limitantes son calculadas de la segunda condición de multipactor de la misma forma que con la teoría de la constante- $k$ . La máxima  $\varphi_{max}$  es la que hace mínima la ecuación (3.2.13)

$$\varphi_{max} = \tan^{-1} \left( \frac{2}{n\pi} \right). \quad (3.2.14)$$

De la ecuación (3.2.13) se pueden pintar las regiones de multipactor en una gráfica de  $V_0$  frente a  $f \times d$ .

La teoría de la constante- $v$  representa regiones muy similares a las de la teoría de la constante- $k$ . Esto se puede ver en la Figura 3.3. Sin embargo, se puede observar que los límites superiores e inferiores de multipactor no son paralelos como ocurría con la teoría de la constante- $k$ , pero en su lugar se estrechan a medida que se incrementa la  $f \times d$ .

### 3.3. Teoría estadística estacionaria

Esta teoría asume que, tras muchas interacciones, los electrones entran en un estado de resonancia estacionaria, en la cual, la distribución de la fase de los electrones emitidos no varía tras cada interacción.

La teoría estadística se sostiene alrededor de la densidad de probabilidad conjunta  $G(\tau|\varphi_s; \lambda)$  que representa la función densidad de probabilidad del tiempo de tránsito  $\tau$  entre placas con una separación de  $\lambda$  de un electrón liberado con fase  $\varphi_s$ .

Aunque la teoría estadística estacionaria presentada por Vdovicheva [18] presenta un excelente marco de trabajo, tiene algunas limitaciones:

- De acuerdo con el trabajo inicial de Vdovicheva en [18], la teoría sólo es capaz de determinar la existencia o no de descarga multipactor, y no de la velocidad de crecimiento de electrones respecto al tiempo.
- Por otro lado, esta teoría no es capaz de modelar el multipactor con polifase ya que solo toma en cuenta los impactos en una superficie doble (el electrón es liberado de una superficie impactando contra la opuesta). No se consideran los impactos eventuales en una única superficie, lo que es equivalente a asumir que la energía del impacto en los casos de una única superficie produce un SEY igual a 0.
- Finalmente, la teoría asume estacionalidad, lo cual no es válido para modelar las tasas de absorción en las regiones con un nivel por debajo del de ruptura.

### 3.4. Teoría estadística no-estacionaria

La teoría no-estacionaria parte de teorías estadísticas y comparte parte de la formulación con la teoría estacionaria. Más específicamente, la derivación de la función  $G(\tau|\varphi_s; \lambda)$ , denominada como Distribución de Probabilidad del Tiempo de Tránsito (TTPD), es similar y constituye el núcleo de ambas teorías. Sin embargo, la teoría no-estacionaria tiene algunas diferencias con respecto a la estacionaria lo que da lugar a algunas ventajas:

- Generaliza la función TTPD para tener en cuenta las interacciones tanto en una única superficie como en dos. Esto le permite a la teoría no-estacionaria tener en cuenta los impactos en una única superficie dentro del proceso de multipactor, hecho que no contemplaba la teoría estacionaria.
- Extiende la ventana de tiempo de un periodo a infinito. Esto elimina la estacionalidad del problema y permite modelar otros procesos de multipactor que la teoría estacionaria no podría. Por ejemplo, la teoría estacionaria no puede modelar la tasa de absorción de electrones por debajo del umbral de multipactor, mientras que la teoría no-estacionaria sí que es capaz. Como contrapartida se produce un leve incremento de la complejidad del problema, pero no es significativa si se resuelve numéricamente como se hace en la mayoría de casos reales.
- La teoría no-estacionaria ha sido exitosamente formulada para el caso de varias portadoras, siendo la primera teoría completa para multipactor en señales con multipartadora. La teoría estacionaria podía también ser reformulada para el caso general de multipartadoras, aunque el hecho de que ésta no tenga en cuenta las interacciones en una única superficie no la hacen apropiada.
- La teoría no-estacionaria brinda una serie de indicadores que caracterizan mejor la dinámica del tiempo del fenómeno de multipactor de lo que o hace el caso estacionario, incluyendo tasa de impactos, SEY y orden de multipactor instantáneos.

Comparado con la teoría estacionaria, la teoría no estacionaria reproduce de manera más precisa los límites de multipactor tomando en cuenta señales con una única portadora gracias principalmente a la incorporación de los impactos de este tipo señales [13].

### 3.5. Modelo de placas paralelas

Aunque en la literatura tengamos disponibles teorías para geometrías más sofisticadas, el modelo de placas paralelas es el caso más simple y representativo de todos.

El modelo de placas paralelas asume un campo eléctrico de RF homogéneo entre las placas, lo que permite una definición de voltaje equivalente. Sin embargo, en aplicaciones reales de microondas las especificaciones del circuito y señal son dadas en términos de potencia de la señal. Los campos sufren fuertes variaciones a lo largo de la estructura dependiendo de la geometría particular del dispositivo.

Se debe aislar la parte crítica del circuito en la que se espera que ocurra multipacote y calcular el voltaje a  $1W$ ,  $V_{1W}$ , mediante métodos de redes neuronales (para estructuras simples) o mediante la integración numérica del campo eléctrico a lo largo del *gap* empleando simuladores de campo de onda completa como HFSS, CST o FEST3D. Así pues, el voltaje en el *gap*  $V_g$ , siendo la potencia de entrada  $P_{in}$ , viene dado por

$$V_g = V_{1W} \sqrt{P_{in}}. \quad (3.5.1)$$

Por supuesto, ésta es una aproximación que asume que el campo eléctrico es homogéneo a lo largo del *gap*, lo cual no se da para la mayoría de situaciones prácticas. Sin embargo, este es el peor caso y sigue siendo una aproximación válida y comúnmente usada para un amplio rango de estructuras de guía-onda y coaxiales.

### 3.6. Modelo de FEST3D

La industria espacial ha tomado como estándar las curvas de susceptibilidad de multipactor basadas en la teoría de placas paralelas. Sin embargo, esta teoría sólo puede aplicarse cuando el tamaño del *gap* es relativamente pequeño comparado al resto de dimensiones y sólo si se está propagando el modo fundamental. Como alternativa, existen herramientas de software de simulación de multipactor que son capaces de brindar una amplia variedad de situaciones mediante la computación de las trayectorias del electrón dentro del dispositivo. No obstante, los campos se toman ya sea mediante una aproximación de la teoría de placas paralelas, dando lugar a algunas limitaciones mencionadas antes, o mediante el uso de simuladores electromagnéticos que, debido al alto coste computacional, normalmente están limitados a redes pequeñas o a un único componente.

Para el caso de redes más complejas, por ejemplo en filtros con iris, los márgenes del campo afectan considerablemente al umbral de multipactor. Mediante la implementación de un código de un PIC (*Particle-In-Cell*) junto con el empleo del método de las Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (FDTD) se han añadido campos de carga espacial o campos auto-consistentes.

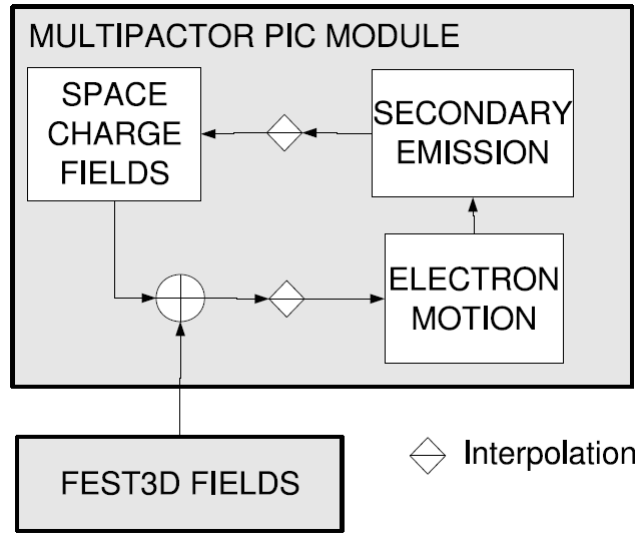


Figura 3.4: Diagrama del módulo de multipactor de *FEST3D*.

El simulador de multipactor de *FEST3D* está dividido en dos partes fundamentales. La excitación de los campos se calculan mediante el simulador de *FEST3D* basado en técnicas modales de onda completa y la teoría de redes de microondas de forma que se asegure una alta precisión y eficiencia para componentes de microondas complejos. Por otro lado, un código PIC integra el modelado del movimiento del electrón, el cálculo del campo de carga espacial y la emisión de electrones secundarios. La excitación de los campos se superpone dando como resultado el campo total que será el encargado de mover los electrones. La Figura 3.4 muestra el diagrama del módulo de multipactor de *FEST3D*.

Asumiendo que es conocida tanto la posición como la velocidad de cada electrón así como el campo eléctrico y magnético, el proceso PIC se puede resumir así:

1. Añadir partículas a los nodos de la malla teniendo en cuenta la carga, posición y velocidad de cada una.
2. Integración de las ecuaciones de campo (ecuaciones de Maxwell).
3. Añadir los campos calculados con *FEST3D*.
4. Interpolación del campo de todos los nodos de la malla donde se encuentran las partículas.
5. Integración de las ecuaciones de movimiento.
6. Modelado de la interacción con el contorno (versión modificada del modelo de Vaughan's) donde podría ocurrir absorción o generación de electrones secundarios [19].

Las ecuaciones diferenciales empleadas para el cálculo del movimiento del electrón son resueltas numéricamente mediante el uso de un método *Leap-Frog*. Las interacciones de los electrones con las fronteras metálicas se modelan considerando la reflexión elástica del electrón, la absorción o la creación de electrones secundarios tras el impacto de un electrón primario [20].

*FEST3D (Full-Wave Electromagnetic Simulation Tool)* es una potente herramienta software capaz de analizar la mayoría de componentes comunes en aplicaciones espaciales y terrestres. Combina diferentes enfoques del método BI-RME y otras técnicas de ecuación integral a fin de analizar componentes complejos en un tiempo computacional extremadamente bajo. Además, nos ofrece la posibilidad de realizar análisis de multipactor y Corona en los dispositivos partiendo de un campo electromagnético calculado mediante algoritmos.

Se emplean técnicas numéricas como la de los Elementos Finitos (FE) o métodos de Diferencias Finitas en el Dominio del Tiempo (FDTD) para llevar a cabo un estudio de topologías más complejas. Otra opción es combinar adecuadamente técnicas modales eficientes con esquemas de segmentación flexibles, que han dado lugar a varios métodos “híbridos” avanzados, como el de Ajuste Modal (*Modal Matching*) y el de Elementos Finitos (MM/FE), el del Contorno de Frontera y Ajuste Modal (BCMM) y la técnica híbrida que combina el (MM/FE) con el Método de los Momentos y el de las Diferencias Finitas (MM/FE/MoM/FD). Una técnica híbrida alternativa para una rápida y rigurosa computación de la carta de modos de topologías arbitrarias de guías de onda es la de Integración en la Frontera - Expansión de Modo Resonante (BI-RME) [21] [22].

Además de estas técnicas, se incluyen aproximaciones de (BI-RME) en 2-D y 3-D que permiten al software hacer frente a un amplio rango de complejos dispositivos de guía-onda haciendo uso de recursos computacionales extremadamente bajos [23].



## Capítulo 4

# Resultados

En los capítulos anteriores el trabajo se centra en una breve introducción acerca de cómo se componen las distintas secciones de comunicaciones a bordo de un satélite. Se discutió también acerca de los distintos fenómenos de alta potencia y sus consecuencias tras realizar finalmente el lanzamiento de un satélite al espacio y pasar éste a estar operativo. Además de todo esto, se muestra un estudio teórico acerca de las diversas teorías que modelan el fenómeno de multipactor.

El presente capítulo es el resultado de un estudio del fenómeno de multipactor aplicado a varios filtros en tecnología guía-onda con determinadas cualidades en sus topologías que los hacen muy interesantes dadas las exigencias tecnológicas de hoy día.

Se estudiarán filtros con cavidades *dual-mode* y se verificará el comportamiento del umbral de potencia de multipactor en zonas de frecuencia cercanas a los ceros de transmisión. Además se comparará con un estudio de filtros equivalentes con topología *in-line*, lo que nos permitirá hacer una comparativa entre ambos en lo que fenómeno de multipactor se refiere.

Será llevado a cabo un estudio de multipactor en filtros corrugados paso-bajo con dieléctricos, en los que se verá como afecta el valor de la permitividad de dichos dieléctricos  $\epsilon_r$  y su longitud eléctrica  $\theta_c$

Los filtros con tornillos de sintonía permiten un amplio abanico de posibilidades a la hora de llevar a cabo su fabricación, es por ello que este capítulo le dedica una sección para su correspondiente estudio de multipactor, para ver cómo afectan los tornillos al fenómeno de multipactor a la hora de transmitir con altas potencias.

Además de todo, se le ha dedicado una sección al estudio de multipactor en filtros diseñados con la herramienta de síntesis de *FEST3D*, ya que durante la realización del trabajo, se hicieron visibles comportamientos en la curva umbral de potencia de algunos filtros diseñados mediante este método que no concordaban con lo esperado, presentando un comportamiento anómalo que se creyó interesante estudiar.

Para todos estos estudios se hizo uso del software de simulación *FEST3D* y de *MATLAB*, siendo este último el encargado de automatizar la obtención de resultados arrojados por

*FEST3D*, de forma que nos permitiese extraer conclusiones de manera más fácil y visual.

#### 4.1. Filtro *dual-mode* con cero de transmisión a la izquierda

La sección presente, junto con las secciones 4.3 y 4.4, contiene el estudio de multipactor de filtros *dual-mode* presentados en [24]. El objetivo principal de éstos es dar a conocer cómo afecta la presencia de ceros de transmisión situados muy cerca de la banda de paso al umbral de multipactor.

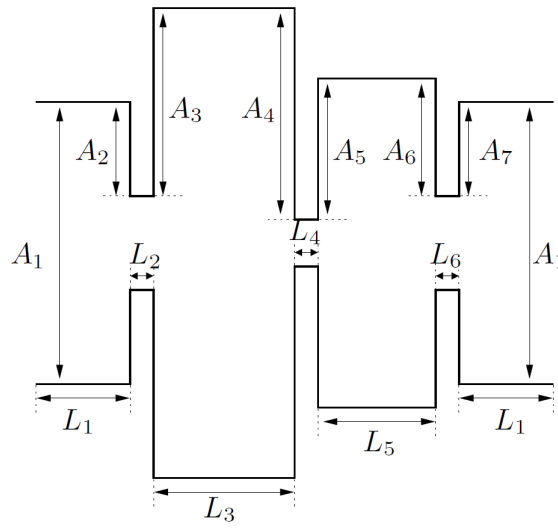


Figura 4.1: Esquema del filtro de topología asíncrona de tercer orden con un cero de transmisión a la izquierda.

Filtro original		Filtro reoptimizado	
$A_1$	28.5	$A_1'$	28.5
$L_1$	10	$L_1'$	10
$A_2$	5.5	$A_2'$	5.3815
$L_2$	2	$L_2'$	3.463
$A_3$	28.25	$A_3'$	27.981
$L_3$	37.5	$L_3'$	37.723
$A_4$	28.4	$A_4'$	28.512
$L_4$	11.2	$L_4'$	10.385
$A_5$	21.4	$A_5'$	20.0455
$L_5$	16.83	$L_5'$	16.851
$A_6$	21.9	$A_6'$	20.279
$L_6$	2	$L_6'$	2.995
$A_7$	6.15	$A_7'$	6.15

Tabla 4.1: Valores de las dimensiones (mm) originales del filtro con cero a la izquierda en contraposición con las dimensiones obtenidas tras su reoptimización.



Durante esta sección, junto con la Sección 4.3, emplearemos estructuras que combinan las cavidades *dual-mode* con cavidades estándar. El caso que se presenta en la actual sección es precisamente la combinación de una cavidad *dual-mode* con una estándar lo que nos da lugar a un filtro de orden 3 con un cero de transmisión. La cavidad *dual-mode* se implementa con un resonador de mayor anchura, de modo que una resonancia de orden superior se pueda combinar en la banda de paso con la resonancia de orden uno de la cavidad.

Este apartado se centra en el estudio de un filtro *in-line dual-mode* con un cero de transmisión a la izquierda. El filtro en cuestión presenta una topología asíncrona de orden 3. En la Figura 4.1 se muestra el esquema del filtro analizado y sus dimensiones.

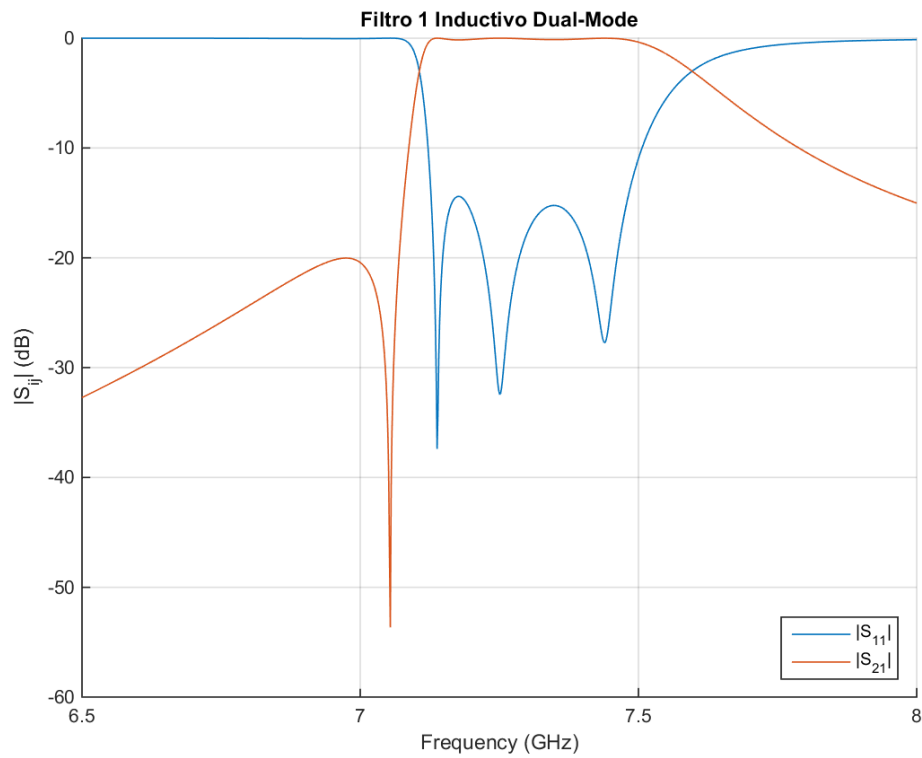


Figura 4.2: Respuesta del filtro de topología asíncrona de tercer orden con un cero de transmisión a la izquierda.

Con motivo de errores en medidas físicas de las cavidades de algunos filtros presentados en dicho trabajo, se ha procedido a la reoptimización de éstos a partir de una respuesta ideal, para posteriormente realizar un estudio de multipactor. La Tabla 4.1 muestra una comparativa de las dimensiones que se presentaban inicialmente con las dimensiones que finalmente se obtuvieron al realizar la reoptimización del filtro.

Tras la reoptimización se procedió a la correspondiente evaluación de la respuesta del filtro y se realizaron también simulaciones de campo eléctrico que nos serán muy útiles para establecer relaciones de éste con las simulaciones de multipactor. En el caso de las simulaciones de campo se han tomado 11 muestras en frecuencia entre las que se incluyen las frecuencias de corte del

#### 4.1 Filtro *dual-mode* con cero de transmisión a la izquierda

filtro.

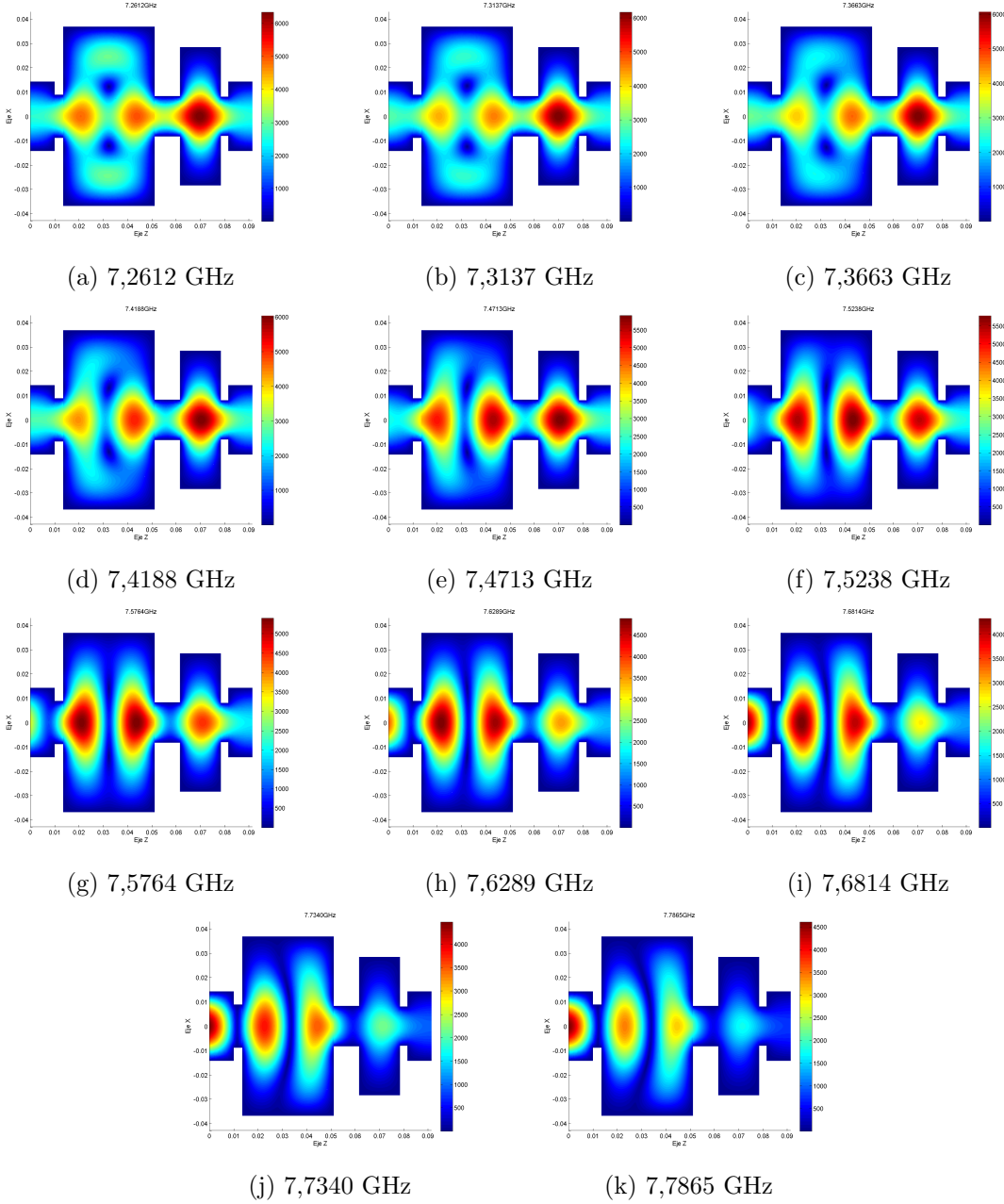


Figura 4.3: Distribuciones de campo eléctrico del filtro de orden 3 asíncrono con un cero de transmisión a la izquierda.

En la Figura 4.3 se puede apreciar cómo en los resultados de campo obtenidos varía la intensidad de campo a medida que la frecuencia aumenta. En este caso, a frecuencias menores cercanas a la frecuencia de corte inferior, donde se encuentra el cero de transmisión, el campo presenta su mayor punto de intensidad en la cavidad estándar aunque es posible apreciar aún así dos lóbulos en la cavidad *dual-mode*.

A medida que la frecuencia crece vemos como, en la zona intermedia de la banda de paso, este comportamiento se ve afectado trasladándose, ahora, los máximos de campo a la cavidad *dual-mode*. Por último, en zonas cercanas a la frecuencia de corte superior la intensidad de campo en la cavidad estándar es ya muy pequeña además de observarse un descenso del valor de intensidad general de campo en ambas cavidades.

Tras haber visualizado el comportamiento del campo a lo largo de la frecuencia de la banda de paso se procedió a un estudio de multipactor en función de la frecuencia.

En dicho estudio se emplearon 50 puntos en frecuencia, 500 electrones de inicio y un material de aluminio, por ser el caso más desfavorable en lo que a multipactor se refiere por su alto valor de SEY. Además sólo se realizó en las cavidades *dual-mode* y estándar, dando por sentado que al ser un filtro inductivo no hay motivos para que en los iris se produzca el fenómeno de multipactor o al menos, con un umbral lo suficientemente bajo como para que sea comparable con ambas cavidades.

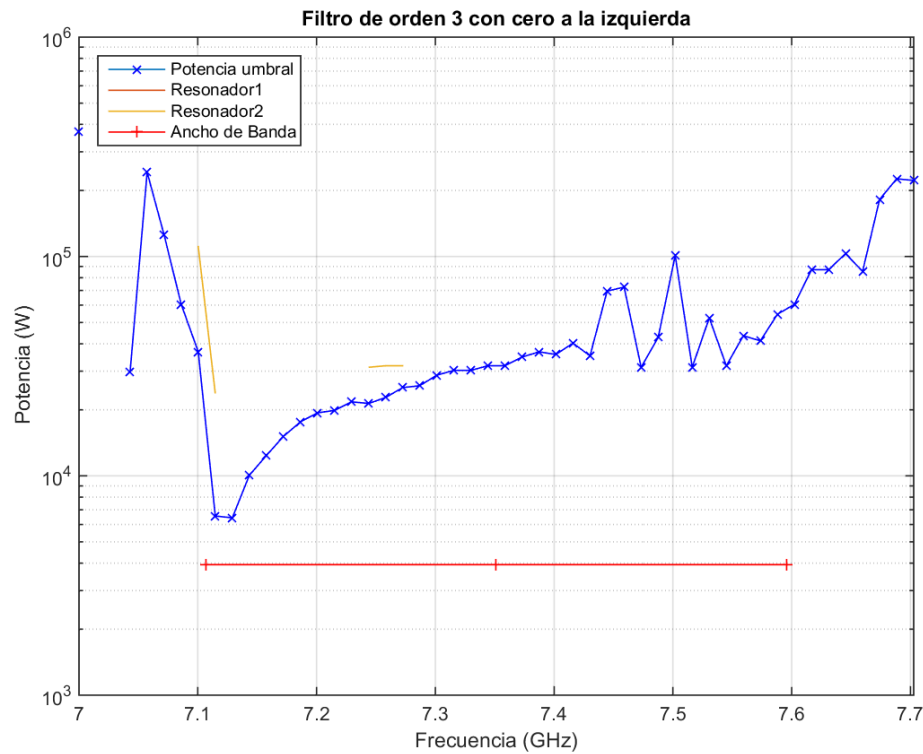


Figura 4.4: Umbral multipactor de el filtro de orden tres asíncrono con cero de transmisión a la izquierda.

En la Figura 4.4 se muestra la zona umbral de multipactor del filtro al completo tras su análisis (línea azul punteada con aspás) mientras que las líneas marrón y amarilla conforman los umbrales multipactor de cada cavidad individualmente (línea marrón para el resonador *dual-mode*, que coincide con el umbral de potencia, y amarilla para el resonador estándar). La

#### 4.1 Filtro *dual-mode* con cero de transmisión a la izquierda

---

recta roja que aparece abajo delimita la banda de paso del filtro de forma que nos permita visualizar, además, cómo se comporta el umbral en las frecuencias de corte superior e inferior.

Los resultados muestran un claro descenso del umbral en zonas cercanas al cero de transmisión. En este caso, como el cero de transmisión se encuentra a la izquierda de la banda de paso, dicho descenso de umbral se hace más pronunciado en la frecuencia de corte inferior del filtro, a un valor aproximado de 6,437 kW. Además, dentro de la banda de paso aparecen una serie de irregularidades en la gráfica del umbral entre 7,429 y 7,572 GHz que se corresponden con una transición del nivel de campo que va desde la cavidad estándar hacia la *dual-mode*. Como última anotación, señalar que el umbral sube con una muy pronunciada pendiente fuera de la banda de paso.

En la Tabla 4.2 se visualiza la relación de potencia de ruptura en cada punto simulado en frecuencia en contraposición con el orden de multipactor en dicho punto. Esto nos puede ayudar a ver cómo afecta a la potencia de ruptura el hecho de que el valor de orden de multipactor sea mayor o menor.

Frecuencia	Potencia de ruptura		Orden de Multipactor	
7	371978		74.524	
7.01434				
7.02868				
7.04302	29748.9		76.4388	
7.05736	241992		54.7085	
7.0717	124996		58.3789	
7.08604	60497.9		89.2416	
7.10039	36749.1	110995	38.0255	35.041
7.11473	6562.2	23748.7	65.7731	67.7468
7.12907	6437.2		72.6177	
7.14341	10062.3		86.3813	
7.15775	12374.4		76.284	
7.17209	15124.5		90.5018	
7.18643	17624.6		97.6426	
7.20077	19374.6		88.3586	
7.21511	19874.6		92.1176	
7.22945	21748.6		85.1971	
7.24379	21374.6	31249	86.4102	52.0306
7.25813	22748.6	31749	88.8955	61.6293
7.27248	25248.8	31749	91.4924	70.8462
7.28682	25748.8		87.9088	
7.30116	28748.9		92.356	
7.3155	30249		95.5449	
7.32984	30249	48497.4	95.7969	23.7888
7.34418	31749		93.8422	
7.35852	31749		85.7337	
7.37286	34749.1		87.728	

Frecuencia	Potencia de ruptura	Orden de Multipactor
7.3872	36749.1	88.1893
7.40154	35749.1	102.928
7.41588	40249.2	71.8399
7.43022	35249.1	92.3666
7.44457	69498.2	70.4403
7.45891	72498.3	58.0877
7.47325	31249	84.0459
7.48759	42749.3	63.0503
7.50193	100995	22.3616
7.51627	31249	87.2071
7.53061	52497.6	37.6105
7.54495	31749	57.6015
7.55929	43497.1	37.4488
7.57363	41249.2	93.8262
7.58797	54497.7	30.9812
7.60231	60497.9	43.0557
7.61666	86994.3	28.8964
7.631	86994.3	36.8316
7.64534	102995	51.2815
7.65968	85498.5	57.5232
7.67402	181989	31.3154
7.68836	225991	94.7554
7.7027	221991	90.8223

Tabla 4.2: Tabla comparativa de Potencia de ruptura frente a Orden de multipactor de la simulación del filtro *dual-mode* asíncrono de orden 3 con un cero de transmisión a la izquierda.

Además de conocer el comportamiento de los filtros con cavidades *dual-mode*, es interesante ver si su empleo es favorable a la hora de llevarlo a cabo para un proyecto real, por ello es conveniente que se haga un estudio comparativo de esos filtros con sus equivalentes *in-line* y ver así cuál de ellos posee un umbral más restrictivo. Mediante el asistente del software *FEST3D* se ha diseñado un filtro *in-line* de orden 3 con una respuesta, ancho de banda y coeficiente de reflexión lo más parecido posible a lo que se obtuvo con el filtro asíncrono que hemos estudiado durante toda la sección. Las Figuras 4.5 y 4.6 muestran el esquema del filtro equivalente y la respuesta de éste respectivamente.

Una vez realizada la simulación del comportamiento del filtro, de forma análoga al estudio que realizamos con el que tenía el cero a la izquierda, se procede a calcular el campo eléctrico en varios puntos en frecuencia a lo largo de toda la banda de paso y en sus frecuencias de corte superior e inferior. La Figura 4.7 muestra precisamente la evolución en 11 muestras en frecuencia tomadas de dicho campo eléctrico.

Podemos observar como a frecuencias cercanas a la inferior de corte, el campo se concentra mayormente en el primer y segundo resonador (presentando su máximo valor en el primero). A medida que avanzamos en frecuencia los valores de campo van alterándose entre los tres

#### 4.1 Filtro *dual-mode* con cero de transmisión a la izquierda

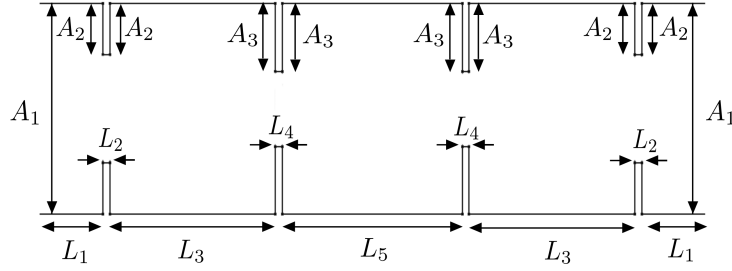


Figura 4.5: Esquema del filtro de orden 3 equivalente al asíncrono con cero a la izquierda, de topología *in-line*. Dimensiones (mm):  $A_1 = 28,5$ ,  $A_2 = 6,913$ ,  $A_3 = 9,15$ ,  $L_1 = 19,5$ ,  $L_2 = 1$ ,  $L_3 = 24,385$ ,  $L_4 = 1$ ,  $L_5 = 26,521$ .

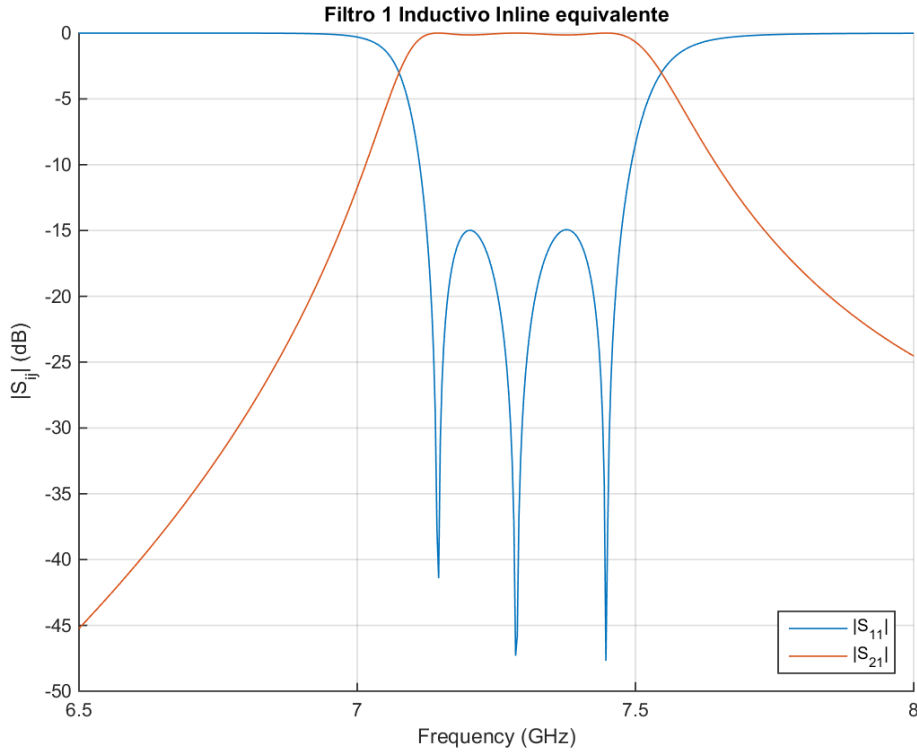


Figura 4.6: Respuesta del filtro equivalente *in-line* del asíncrono de orden 3.

resonadores de forma que, durante toda la banda de paso el máximo de campo se encontrará en el segundo resonador. Entre las frecuencias 7,4713 y 7,5238 GHz el valor de campo en el tercer resonador será mayor que en cualquier otro rango de frecuencias dentro de la banda.

Tras esto, conforme nos acercamos a la frecuencia de corte superior del filtro, la intensidad de campo volverá a pasar a ser máxima en el primer resonador.

El umbral de multipactor de la Figura 4.8 representa una curva típica para esta clase de

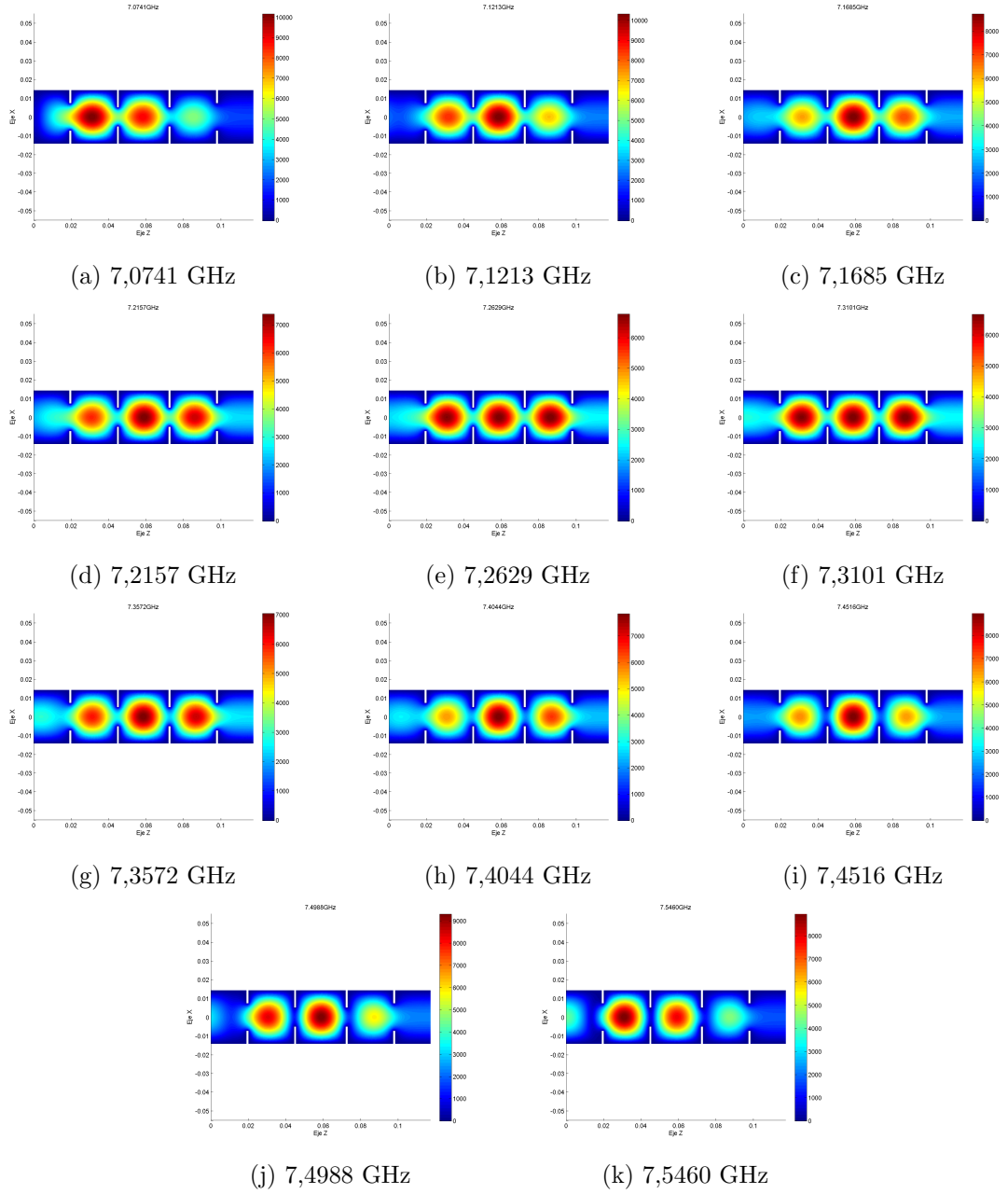


Figura 4.7: Muestras de campo eléctrico del filtro de orden 3 equivalente al asíncrono.

topologías, es decir, a frecuencias cercanas a las de corte el umbral de potencia se hace más restrictivo mientras que a lo largo de la banda de paso es más permisivo a la hora de transmitir a una mayor potencia sin que exista riesgo de ruptura.

En el caso que nos ocupa, los tres resonadores tienen influencia a la hora de representar la curva del umbral de potencia, aún así, el tercer resonador no es tan restrictivo como podrían serlo el primero o el segundo. De hecho, es precisamente el segundo resonador uno de los que afecta en mayor medida al caso de que se pueda producir ruptura en las frecuencias de

#### 4.1 Filtro *dual-mode* con cero de transmisión a la izquierda

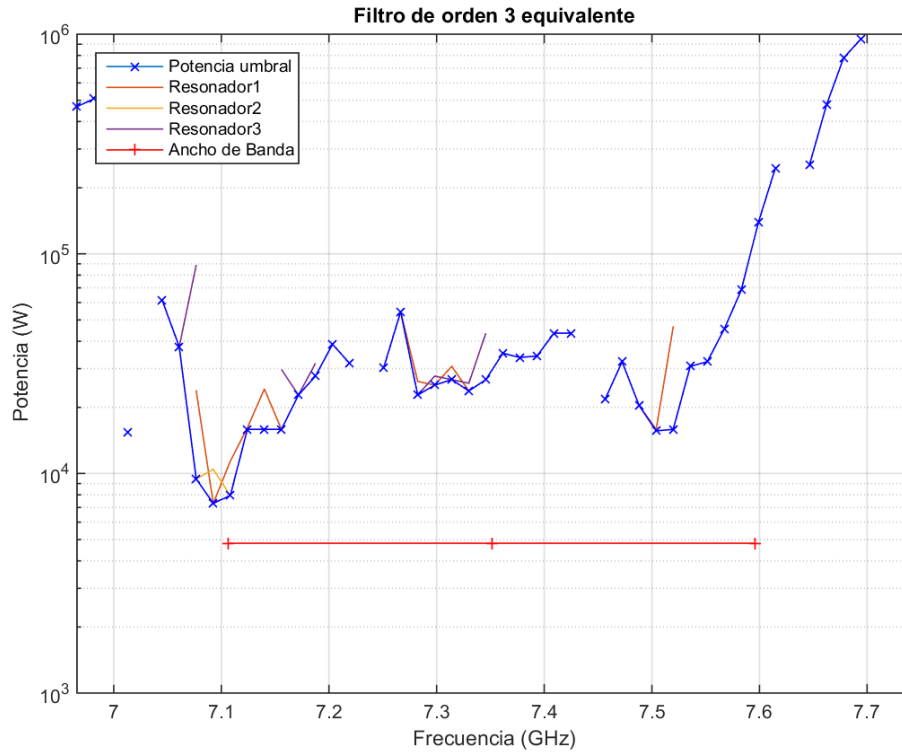


Figura 4.8: Umbral multipactor de el filtro de orden tres equivalente al asíncrono simulado.

corte pero, a lo largo del ancho de banda, su umbral de potencia estaría muy por encima del representado por el primer y el segundo resonador. El primer resonador es el más restrictivo de todos, apareciendo prácticamente en todo el ancho de banda e incluso en las frecuencias de corte. El punto más restrictivo del ancho de banda se produce en la frecuencia de corte inferior, a una potencia de unos 7,937 KW. Una vez fuera de la banda de paso, se puede apreciar un aumento enorme del umbral de potencia.

La Tabla 4.3 muestra, como se hizo con su equivalente *dual-mode*, una relación entre la potencia de ruptura de los 50 puntos en frecuencia simulados en contraposición del valor del orden de multipactor excitado en cada uno de esos puntos en frecuencia.

Frecuencia	Potencia de ruptura			Orden de Multipactor		
6.9659			467983			61.9153
6.9817			507984			43.5954
6.9975						
7.0133	15374.5			61.9148		
7.0291						
7.0449			61498			56.9953
7.0607			37749.2			53.0069
7.0765	23748.7	9437.29	88994.4	31.7937	64.3548	16.9288



Frecuencia	Potencia de ruptura			Orden de Multipactor		
7.0923	7312.23	10437.3		60.4708	49.2783	
7.1081	11374.3	7937.25		26.6239	59.5887	
7.1239	16124.5	15874.5		22.0598	41.7566	
7.1397	24248.7	15874.5		32.6654	42.6778	
7.1555	15874.5		29748.9	58.174		48.0992
7.1713			22748.6			48.803
7.1871	27748.9		31749	53.8803		34.9941
7.2029	38749.2			56.6431		
7.2187			31749			50.142
7.2345						
7.2503	30249			27.3298		
7.2661	54497.7			17.4983		
7.2819	26248.8		22748.6	39.8707		39.7385
7.2977	25248.8		27748.9	30.7375		39.8827
7.3135	30749		26748.8	29.7681		25.979
7.3293	23748.7		25748.8	66.1494		50.0844
7.3451	26748.8		43497.1	40.9144		22.9394
7.3609	35249.1			27.1573		
7.3767	33749.1			53.5818		
7.3925	34249.1			58.2173		
7.4083	43497.1			26.5251		
7.4241	43497.1			27.3593		
7.4399						
7.4557	21748.6			67.3586		
7.4715	32249			18.4444		
7.4873	20374.6			54.6308		
7.5031	15874.5	15624.5		52.0389	36.1966	
7.5189	46497.3	15874.5		17.8822	32.0028	
7.5347		30749			21.7425	
7.5505		32249			21.7055	
7.5663		45497.3			18.6371	
7.5821		68498.2			15.5105	
7.5979		138996			11.2583	
7.6137		245992			15.8836	
7.6295						
7.6453			253992			56.4986
7.6611			475983			30.9248
7.6769			778838			34.3227
7.6927			946594			23.8629
7.7085						
7.7243						
7.7401						

#### 4.1 Filtro *dual-mode* con cero de transmisión a la izquierda

Frecuencia	Potencia de ruptura	Orden de Multipactor
------------	---------------------	----------------------

Tabla 4.3: Tabla comparativa de Potencia de ruptura frente a Orden de multipactor de la simulación del filtro equivalente *in-line* del asíncrono con cero de transmisión a la izquierda.

Tan sólo comparando los puntos más restrictivos del umbral de potencia vistos en los resultados de las simulaciones<sup>1</sup> de multipactor del filtro asíncrono y de su equivalente *in-line*, vemos cómo el filtro asíncrono presenta una potencia permisible de transmisión menor. Aún así, la superposición de ambas curvas, mostrada en la Figura 4.9, proporciona una más clara visualización de cómo se comportan las curvas y el nivel de ambas dentro y fuera de la banda de paso.

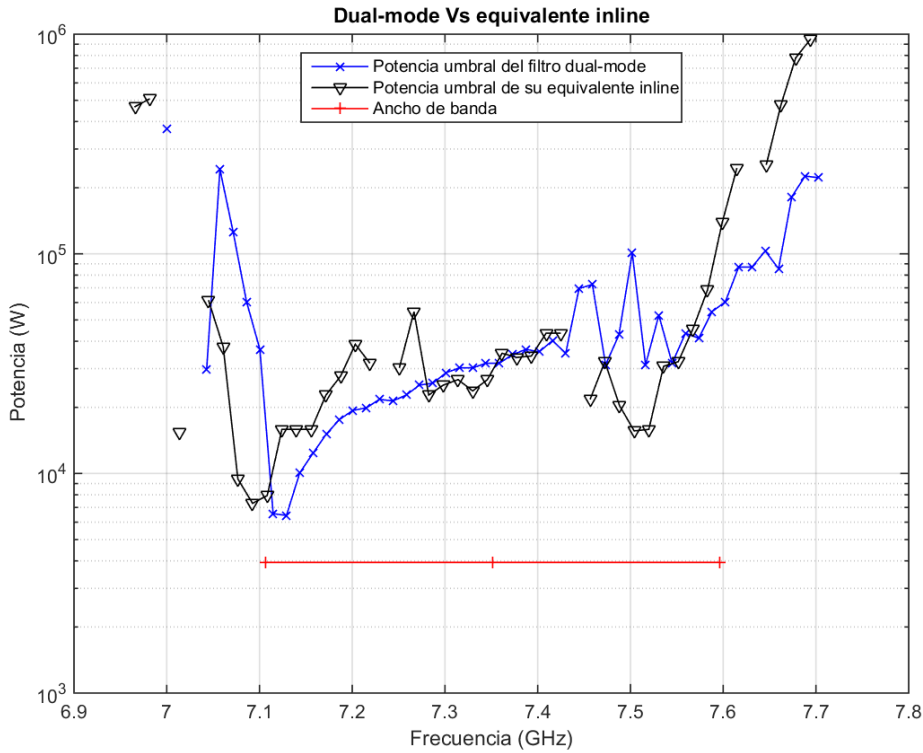


Figura 4.9: Comparativa de los umbrales de potencia obtenidos de la simulación del filtro asíncrono con un cero de transmisión a la izquierda y su equivalente *in-line*.

<sup>1</sup>Los parámetros de simulación son los mismos que los que se emplearon para la simulación del filtro asíncrono.

## 4.2. Filtro *dual-mode* con cero de transmisión a la derecha

En la presente sección se llevará a cabo un estudio muy similar al visto en la Sección 4.2 con la diferencia de que ahora, la respuesta de nuestro filtro presenta un cero de transmisión a la derecha. Como se puede ver en la Figura 4.10, el esquema es el mismo que en la sección anterior, es decir, un resonador *dual-mode* conectado con otro resonador estándar, lo que nos da lugar a un filtro asíncrono de orden 3 nuevamente.

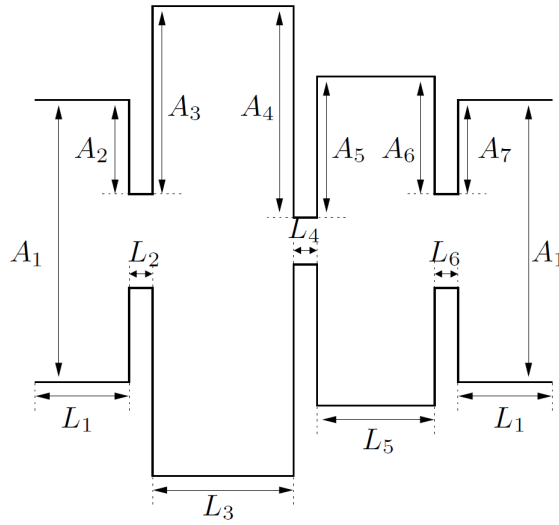


Figura 4.10: Esquema del filtro de topología asíncrona de tercer orden con un cero de transmisión a la derecha.

Las medidas de cada cavidad del filtro que hacen que presente un cero de transmisión a la derecha vienen dadas en la Tabla 4.7. Como se puede ver, se tuvo que hacer una reoptimización del filtro ya que las medidas dadas inicialmente no se correspondían con el filtro que se buscaba en principio.

La reoptimización se llevó a cabo también con el software *FEST3D* donde primeramente se tomó una máscara con la respuesta ideal del filtro que se pretendía estudiar y luego, superponiendo ambas respuestas se modificaron valores de los parámetros dimensionales de las cavidades ajustándolas hasta conseguir una respuesta muy similar con el mínimo error posible.

Una vez que hicimos el reajuste de las dimensiones de las cavidades obtuvimos una respuesta adecuada a lo que se buscaba en un principio. La Figura 4.11 muestra la respuesta del filtro tras el proceso de reoptimización del filtro.

Tras verificar que el comportamiento del filtro es el correcto, se hizo, previo al análisis de multipactor, un estudio del comportamiento del campo eléctrico tomando varias muestras en frecuencia a lo largo del ancho de banda. El interés de realizar este estudio es el de ver en qué puntos el campo es más intenso en cada una de las cavidades, cómo afecta la topología del filtro en su distribución y cómo varía a lo largo de la frecuencia y establecer una relación con la curva umbral de potencia que nos proporcionará el análisis de multipactor.

#### 4.2 Filtro *dual-mode* con cero de transmisión a la derecha

Filtro original		Filtro reoptimizado	
$A_1$	28.5	$A_1'$	28.5
$L_1$	10	$L_1'$	10
$A_2$	6.05	$A_2'$	6.444
$L_2$	2	$L_2'$	0.738
$A_3$	24.51	$A_3'$	24.922
$L_3$	37.7	$L_3'$	38.003
$A_4$	24.09	$A_4'$	24.21
$L_4$	12	$L_4'$	11.562
$A_5$	15.7	$A_5'$	15.831
$L_5$	15.9	$L_5'$	15.985
$A_6$	16	$A_6'$	16.769
$L_6$	2	$L_6'$	2.729
$A_7$	6.25	$A_7'$	6.25

Tabla 4.4: Valores de las dimensiones (mm) originales del filtro con cero a la derecha en contraposición con las dimensiones obtenidas tras su reoptimización.

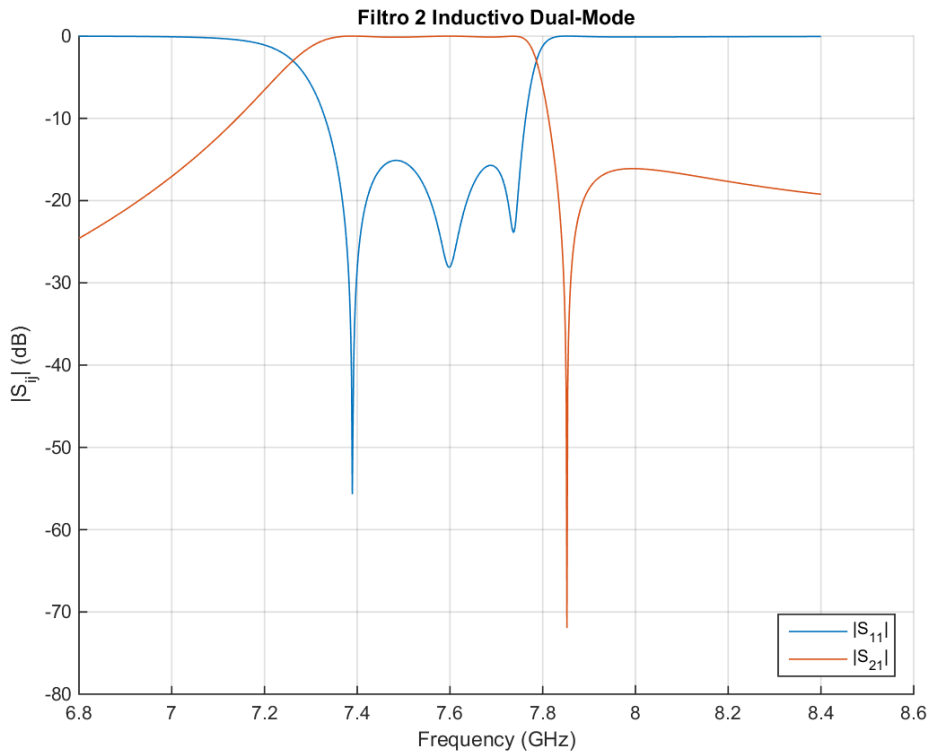


Figura 4.11: Respuesta del filtro de topología asíncrona de tercer orden con un cero de transmisión a la derecha.

La Figura 4.12 muestra el comportamiento del campo eléctrico tomadas 11 muestras en

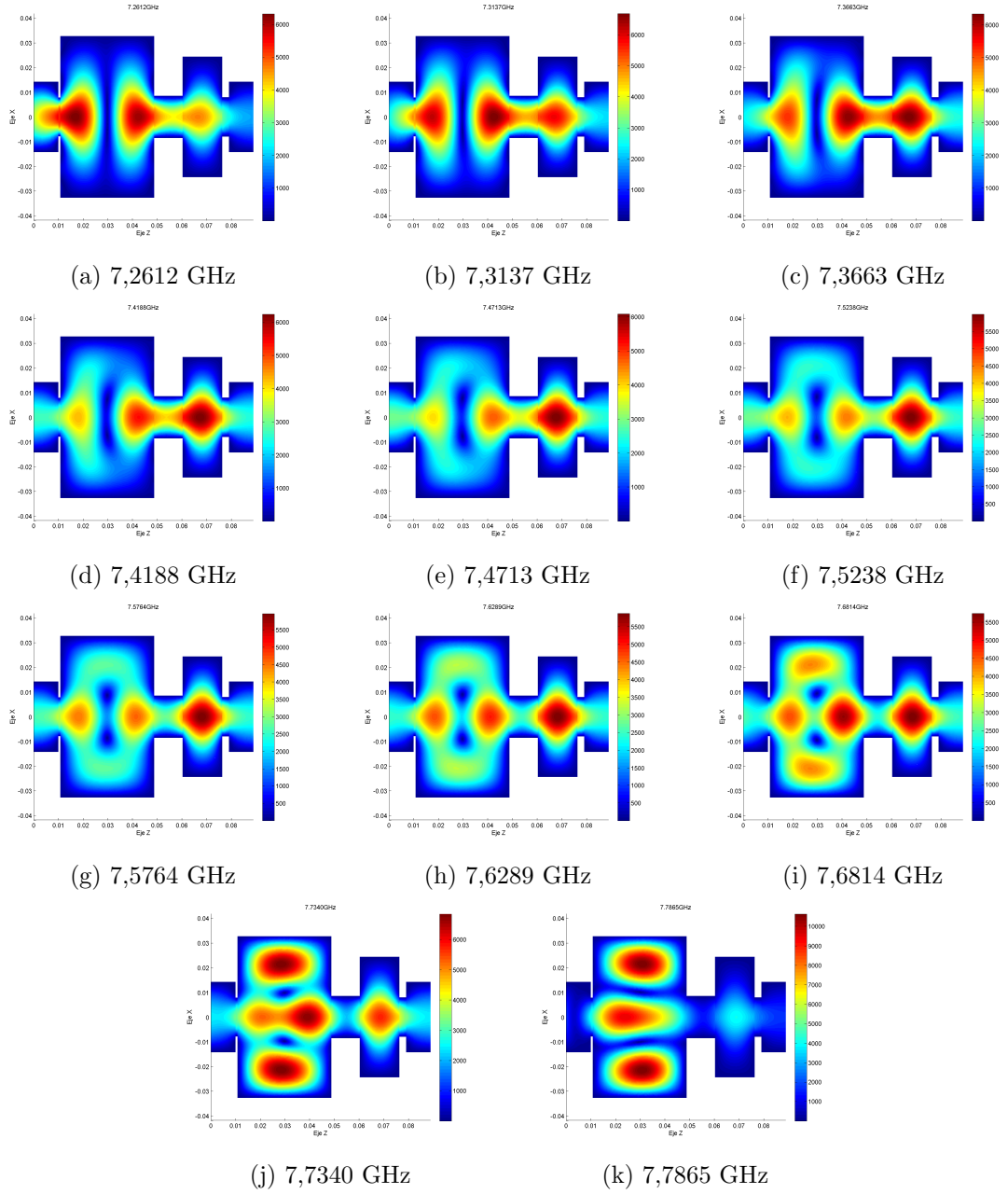


Figura 4.12: Muestras de campo eléctrico del filtro de orden 3 asíncrono con un cero de transmisión a la derecha.

frecuencia a lo largo de la banda de paso del filtro. En frecuencias cercanas a la de corte inferior, se puede ver cómo los máximos de campo se concentran a lo largo de la cavidad *dual-mode*, sin embargo, a medida que nos adentramos, el máximo de campo eléctrico se va desplazando hacia la cavidad estándar mientras que se va desvaneciendo en la *dual-mode*. Esto sucede así dentro de la mayor parte de la banda de paso, esto es, entre las frecuencias 7,4713 y 7,6289 GHz el máximo de campo se encuentra en la cavidad estándar y presenta un valor muy por encima del máximo presentado dentro de la cavidad *dual-mode*. A medida

## 4.2 Filtro *dual-mode* con cero de transmisión a la derecha

que nos acercamos a la frecuencia de corte superior, donde se encuentra el cero de transmisión, podemos observar cómo el máximo de campo eléctrico se desplaza nuevamente hacia la cavidad *dual-mode* dando lugar a un valor de campo muy bajo, ahora, en la cavidad estándar.

Cabe destacar también que a frecuencias cercanas a la frecuencia de corte inferior la cavidad *dual-mode*, según su patrón de campo, está trabajando en el modo  $TE_{102}$  y, conforme recorremos la banda de paso, este patrón de campo va variando su forma hasta que finalmente trabaja en el modo  $TE_{301}$ .

Tras esto se procedió a realizar el estudio multipactor mediante el software de simulación *FEST3D*. La Figura 4.13 muestra el comportamiento de ambos resonadores en lo que a potencia de ruptura individual se refiere y una curva que representa la potencia umbral total hasta la que teóricamente podría transmitir el filtro sin riesgo de que se produzca el fenómeno de multipactor. La línea roja bajo estas curvas representa el ancho de banda del filtro a -3 dB, lo que nos permitirá ver cómo se comporta la curva de potencia umbral dentro y fuera de la banda de paso.

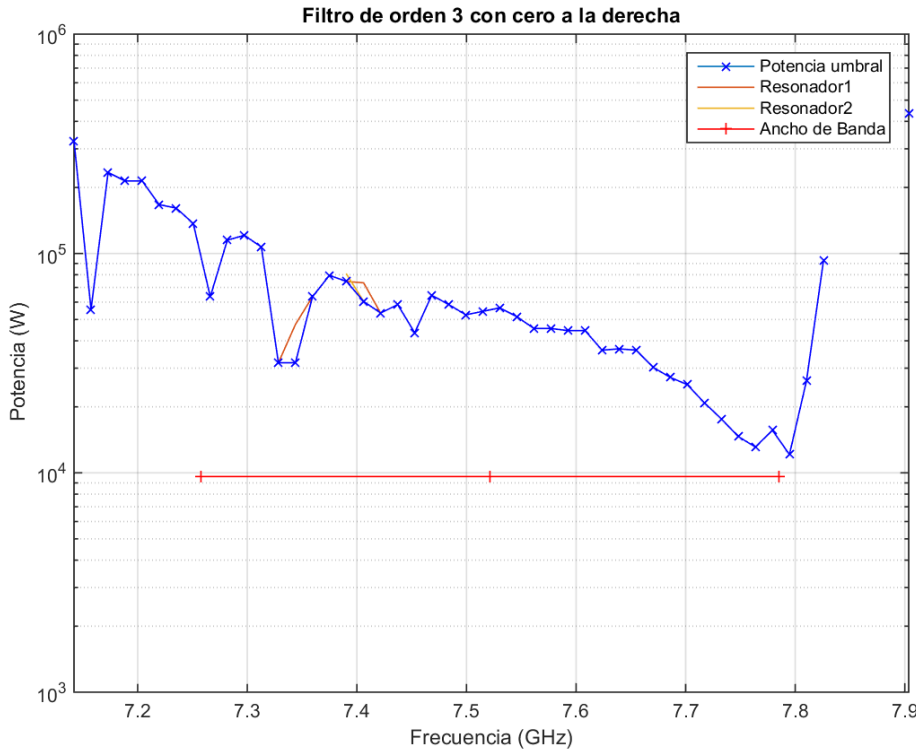


Figura 4.13: Umbral de potencia de multipactor del filtro de orden tres asíncrono con cero de transmisión a la derecha.

Como ocurría con lo visto en la Sección 4.2, a frecuencias cercanas al cero de transmisión el umbral de potencia es mucho más restrictivo. En este caso, al presentarse el cero de transmisión a la derecha se puede ver cómo la curva del umbral de potencia, que coincide con la curva de potencia de ruptura del segundo resonador, en general, sufre un proceso de caída a medida que

aumentamos la frecuencia y nos acercamos hasta la frecuencia de corte superior, muy cercana a donde se encuentra el cero de transmisión. El punto más restrictivo dentro de la curva del umbral de potencia se encuentra precisamente en este extremo y es de 12124 W.

En dicho estudio se emplearon 50 puntos en frecuencia, 500 electrones de inicio y un material de aluminio por ser el caso más desfavorable en lo que a multipactor se refiere por su valor de SEY. Además sólo se realizó en las cavidades *dual-mode* y estándar, dando por sentado que al ser un filtro inductivo no hay motivos para que en los iris se produzca el fenómeno de multipactor o al menos, con un umbral lo suficientemente bajo como para que sea comparable con ambas cavidades.

También se han extraído los valores del orden de multipactor en cada punto de frecuencia simulado. La Tabla 4.5 muestra una comparativa entre la potencia de ruptura de todos los resonadores en cada punto en frecuencia simulado con el orden de multipactor obtenido en ese punto.

Frecuencia	Potencia de ruptura		Orden de Multipactor	
7.1419	325994		85.7979	
7.15744	55497.7		72.0651	
7.17299	233991		94.5943	
7.18853	213991		105.744	
7.20407	213991		88.1175	
7.21961	166997		97.2401	
7.23516	160997		76.8239	
7.2507	136996		107.78	
7.26624	63498		36.2538	
7.28179	114996		99.5484	
7.29733	120996		87.7091	
7.31287	106995		34.9409	
7.32841	31749		60.99	
7.34396	47497.4	31749	41.2678	64.2024
7.3595	63498		26.0951	
7.37504	79498.4		28.3779	
7.39059	74498.3	80498.4	67.1978	24.1678
7.40613	73498.3	60497.9	35.0081	36.1632
7.42167	53497.7		51.9356	
7.43721	58497.9		48.4991	
7.45276	43497.1		80.8135	
7.4683	64498.1		45.3134	
7.48384	58497.9		83.1913	
7.49939	52497.6		92.8481	
7.51493	54497.7		88.7333	
7.53047	56497.8		69.5492	
7.54601	51497.6		89.7741	
7.56156	45497.3		87.7288	

#### 4.2 Filtro *dual-mode* con cero de transmisión a la derecha

---

Frecuencia	Potencia de ruptura	Orden de Multipactor
7.5771	45497.3	52.4384
7.59264	44497.2	91.4962
7.60819	44497.2	90.9607
7.62373	36249.1	93.8043
7.63927	36749.1	92.6908
7.65481	36249.1	98.7922
7.67036	30249	94.5998
7.6859	27248.9	107.153
7.70144	25248.8	93.2982
7.71699	20874.6	112.761
7.73253	17624.6	92.574
7.74807	14624.5	110995
7.76361	13124.4	63.8131
7.77916	15624.5	11.9497
7.7947	12124.4	77.1891
7.81024	26248.8	31.7505
7.82579	92994.6	45.7801
7.84133		35.307
7.85687		87.0134
7.87241		
7.88796		
7.9035	435982	81.3612

Tabla 4.5: Tabla comparativa de Potencia de ruptura frente a Orden de multipactor de la simulación del filtro *dual-mode* asíncrono de orden 3 con un cero de transmisión a la derecha.

Observando la Tabla 4.5 nos damos cuenta de que, aunque en las simulaciones de campo la cavidad estándar presentase durante la mayor parte de la banda un valor de campo mayor que en la cavidad *dual-mode*, los datos reflejados por la simulación multipactor demuestran que es precisamente la cavidad *dual-mode* la que más restricción presenta a lo largo del ancho de banda del filtro, presentando un umbral de potencia de transmisión permisible mucho menor salvo en contados puntos en frecuencia donde es la cavidad estándar la que presenta un umbral de potencia más bajo (7,34396 y 7,40613 GHz).

La comparativa con su equivalente *in-line* con una respuesta en frecuencia similar es de gran valor de cara a la obtención de conclusiones acerca del comportamiento del umbral de potencia para que se produzca multipactor. Es por ello que, mediante el asistente que proporciona el software *FEST3D*, se ha diseñado un filtro equivalente al estudiado cuyo esquema se muestra en la Figura 4.14.

En la Figura 4.15 podemos ver que la respuesta que nos proporciona este filtro equivalente tiene características de ancho de banda y pérdidas de retorno muy similares a lo visto con el filtro asíncrono de orden 3 con un cero de transmisión a la derecha.

A continuación se calcularon los campos a lo largo de la banda de paso para ver cómo se



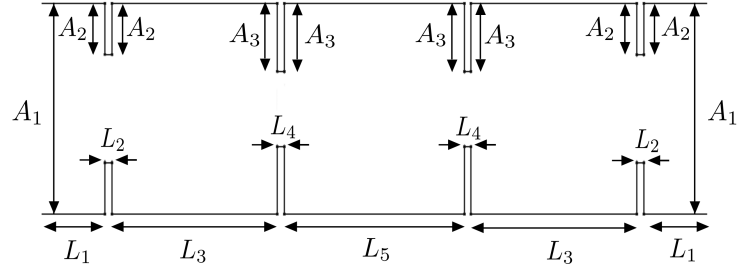


Figura 4.14: Esquema del filtro de orden 3 equivalente al asíncrono con cero a la derecha, de topología *in-line*. Dimensiones (mm):  $A_1 = 28,5$ ,  $A_2 = 7,035$ ,  $A_3 = 9,223$ ,  $L_1 = 19,05$ ,  $L_2 = 1$ ,  $L_3 = 22,671$ ,  $L_4 = 1$ ,  $L_5 = 24,678$ .

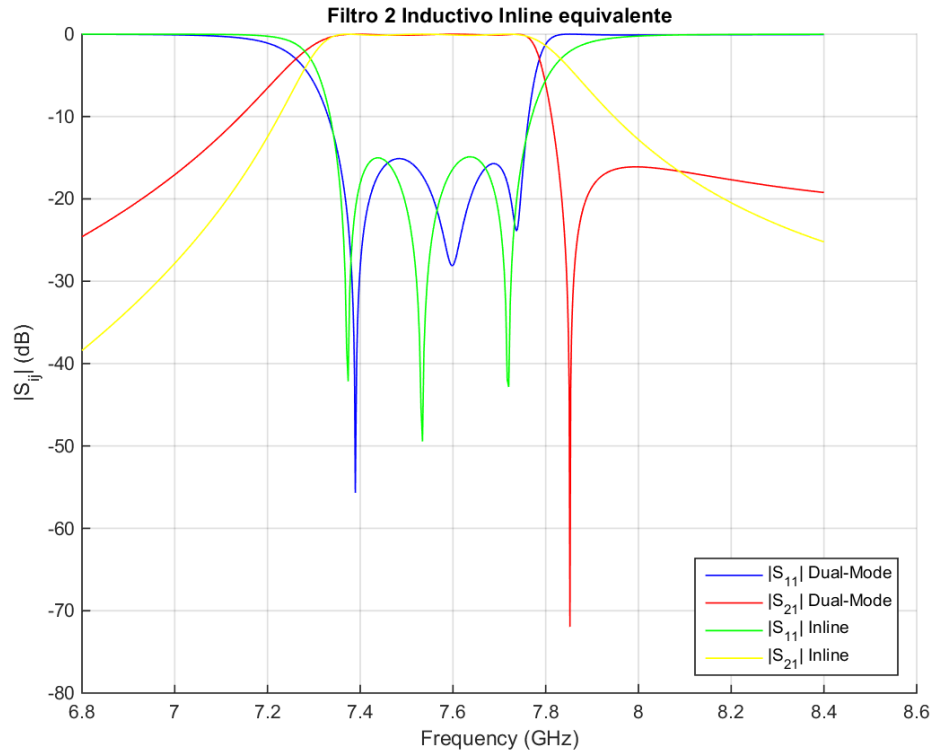


Figura 4.15: Respuesta del filtro de topología asíncrona de tercer orden con un cero de transmisión a la derecha superpuesta con su equivalente *in-line*.

comportaba en cada cavidad e intentar ver si existe alguna relación aparente entre los resultados que nos proporcione la simulación de multipactor con la de los campos electromagnéticos. La Figura 4.16 presenta algunas muestras de campo tomadas en determinadas frecuencias dentro de la banda de paso y a sus frecuencias de corte inferior y superior.

En las figuras de campo se aprecia como en ambas frecuencias de corte el máximo de campo eléctrico se da en el primer resonador. Si nos vamos adentrando en la banda de paso, éste

## 4.2 Filtro *dual-mode* con cero de transmisión a la derecha

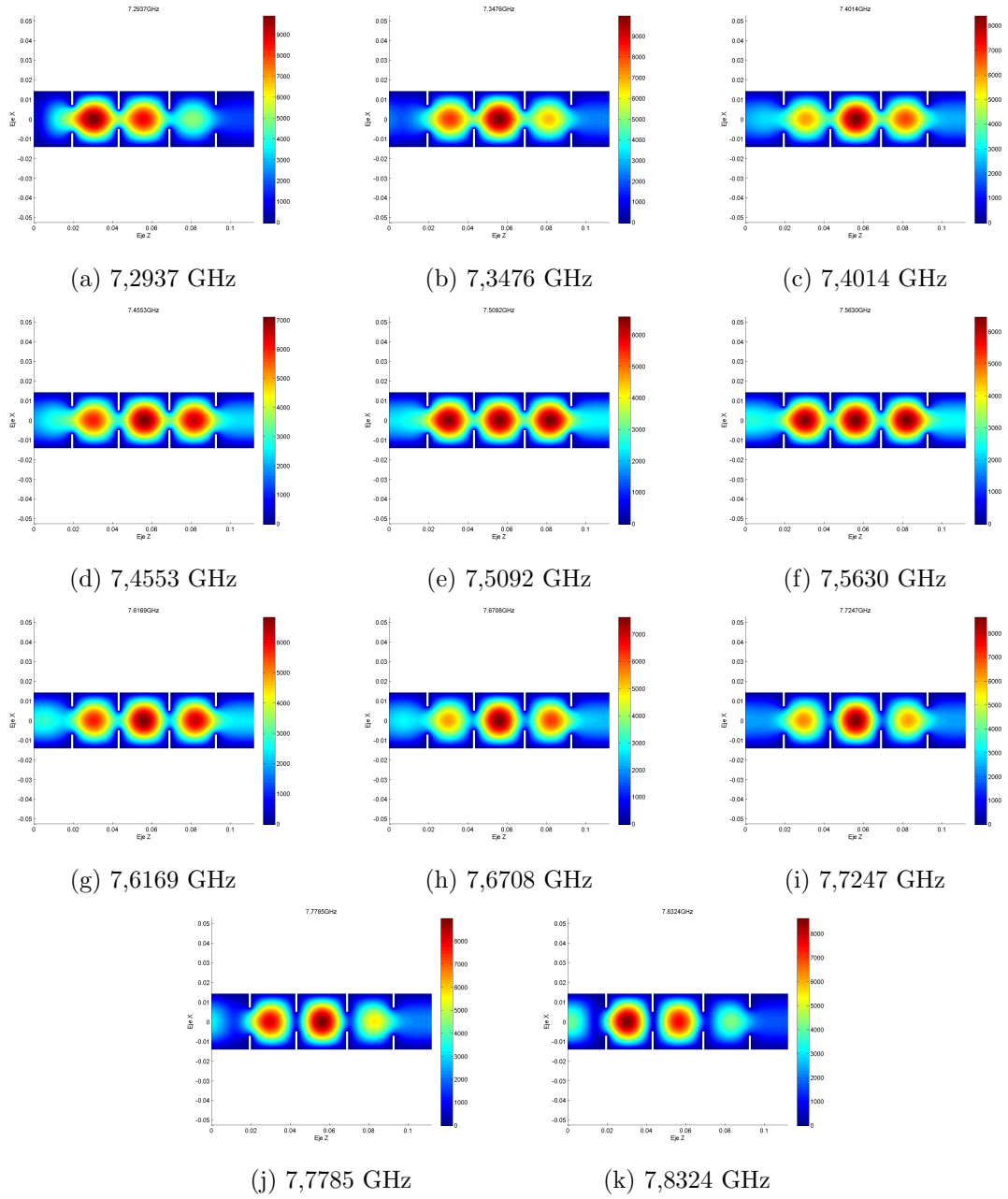


Figura 4.16: Muestras de campo eléctrico del filtro de orden 3 equivalente *in-line* al asíncrono con un cero de transmisión a la derecha.

máximo se desplaza hacia el segundo resonador y poco a poco se va distribuyendo en el resto de resonadores dando lugar a una intensidad de campo elevada casi a partes iguales entre los tres resonadores. A medida que nos acercamos hacia la frecuencia de corte superior se produce el fenómeno inverso, es decir, la intensidad deja de ser tan alta en los resonadores 1 y 3 situándose el máximo de nuevo en el segundo resonador. Como dijimos al principio, a frecuencias cercanas a la frecuencia de corte superior el máximo de campo eléctrico se desplaza hacia el primer resonador.

Una vez estudiado el comportamiento del campo dentro del ancho de banda del filtro, habiendo tomado, en nuestro caso, 11 muestras frecuenciales, procedemos a realizar, mediante el software *FEST3D*, un análisis de multipactor de este filtro equivalente.

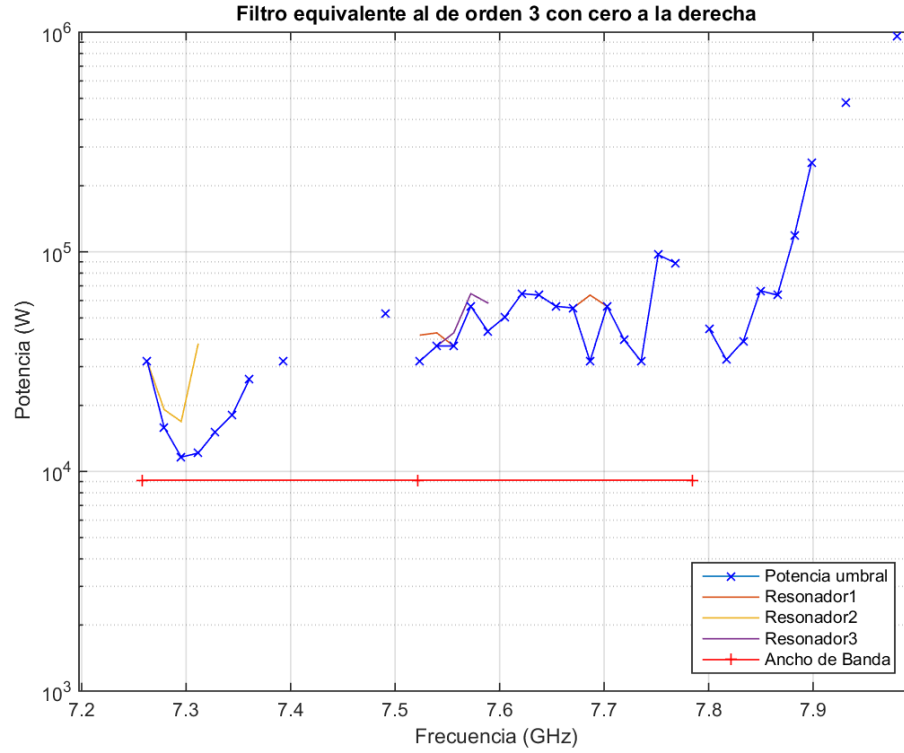


Figura 4.17: Umbral multipactor del filtro de orden tres equivalente al filtro asíncrono con cero de transmisión a la derecha.

Los resultados arrojados tras la simulación<sup>2</sup> de multipactor del filtro, mostrado en la Figura 4.17, indican un comportamiento del umbral de potencia más o menos típico en este tipo de filtros *in-line* inductivos en donde se aprecia un umbral más restrictivo en las frecuencias de corte superior en inferior, mientras que en la banda pasante dicho umbral se encuentra por encima, incluso en este caso, entre 7,4 y 7,5 GHz a penas se produce el fenómeno de multipactor. Como resultado se produce una figura similar a una parábola dentro de la banda de paso. Además, como también es usual en estos filtros, fuera de la banda de paso, la curva del umbral de potencia crece exponencialmente.

Se puede ver cómo afecta cada resonador hasta llegar a perfilar el umbral multipactor con la ayuda de la Tabla 4.5, que además, muestra una comparativa con un estudio del orden de multipactor. Si nos fijamos en el contenido de ésta, podemos apreciar que el primer resonador es el más restrictivo en cuanto a la aparición del fenómeno multipactor en la mayor parte de la banda de paso. Esto cambia drásticamente a partir de 7,8 GHz donde el único resonador que produce una limitación a la hora de transmitir con cierta potencia es el segundo.

<sup>2</sup>Los parámetros de simulación son los mismos que los que se emplearon para la simulación del filtro asíncrono.

#### 4.2 Filtro *dual-mode* con cero de transmisión a la derecha

---

Frecuencia	Potencia de ruptura			Orden de Multipactor		
7.1975						
7.2138						
7.2301						
7.2464						
7.2627		31749	94994.7		40.8836	48.9325
7.279	15874.5	19124.6		22.5893	36.9631	
7.2953	11624.3	16874.5		47.8802	37.5676	
7.3116	12124.4	38249.2		39.601	14.6373	
7.3279	15124.5			28.1641		
7.3442	18124.6			38.038		
7.3605	26248.8			22.4261		
7.3768						
7.3931			31749			57.3391
7.4094						
7.4257						
7.442						
7.4583						
7.4746						
7.4909	52497.6			22.2527		
7.5072						
7.5235	41749.3		31749	27.6257		50.6149
7.5398	42749.3		37249.2	24.1023		43.3827
7.5561	37249.2		42749.3	27.4576		27.1953
7.5724	56497.8		64498.1	20.0713		18.1349
7.5887	43497.1		58497.9	29.3282		22.7726
7.605	50497.5			27.5043		
7.6213	64498.1			15.9213		
7.6376	63498			29.6053		
7.6539	56497.8			27.5466		
7.6702	55497.7			26.1532		
7.6865	63498	31749		17.8652	39.5392	
7.7028	56497.8			25.0391		
7.7191	39749.2			32.2717		
7.7354	31749			29.8856		
7.7517	96994.8			8.41832		
7.768	88994.4			12.2807		
7.7843						
7.8006		44497.2			15.1207	
7.8169		32249			21.2497	
7.8332		39249.2			20.3596	
7.8495		66498.1			14.8214	
7.8658		63498			25.2137	

Frecuencia	Potencia de ruptura		Orden de Multipactor	
7.8821		118996		15.2476
7.8984		253992		9.27768
7.9147				
7.931		475983		11.7996
7.9473				
7.9636				
7.9799		961845		25.8266
7.9962				

Tabla 4.6: Tabla comparativa de Potencia de ruptura frente a Orden de multipactor de la simulación del filtro equivalente *in-line* del asíncrono con cero de transmisión a la derecha.

Para finalizar el estudio del filtro de la presente sección, procederemos a realizar una comparativa de las curvas de potencia umbral permitida de transmisión del filtro asíncrono de orden 3 que presenta un cero a la derecha y de la de su equivalente *in-line* que se muestra en la Figura 4.18.

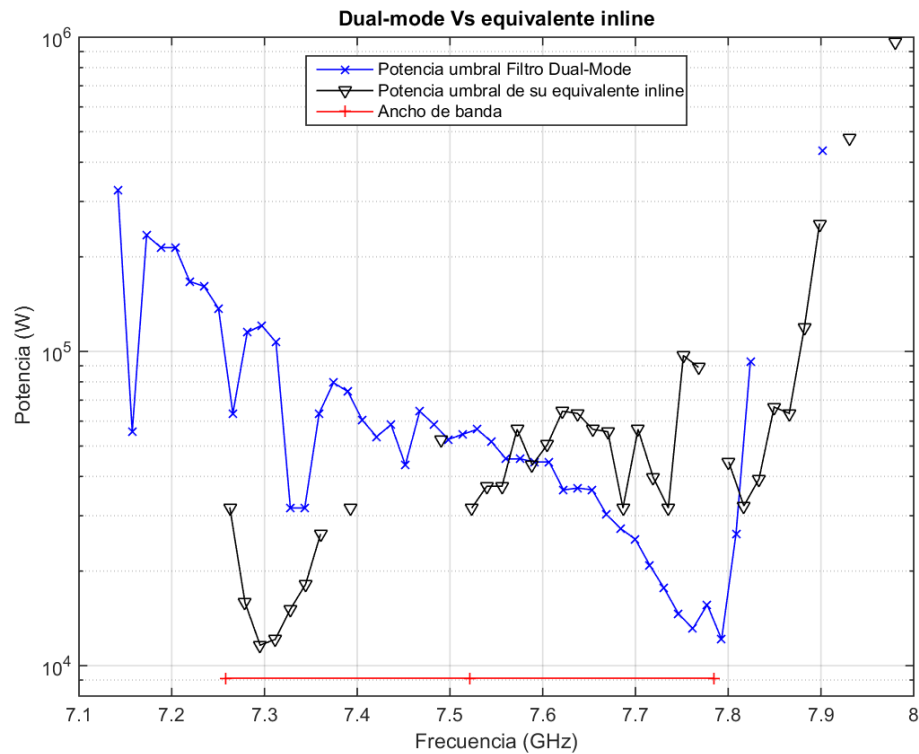


Figura 4.18: Comparativa de los umbrales de potencia obtenidos de la simulación del filtro asíncrono con un cero de transmisión a la derecha y su equivalente *in-line*.

Tras superponer ambas curvas de umbral de potencia llegamos a la conclusión de que durante la primera mitad de la banda de paso el comportamiento de la curva umbral de potencia del

filtro equivalente *in-line* es mucho más restrictiva que el filtro asíncrono con resonador *dual-mode*. En la segunda mitad, región cercana al cero de transmisión, es tan fuerte el descenso de la pendiente de la curva que aquí el umbral de potencia es mucho menor que en su equivalente *in-line*.

### 4.3. Filtro *dual-mode* con ceros de transmisión en ambos lados (respuesta quasi-elíptica)

Esta sección será la última relacionada con el estudio de multipactor de los filtros presentados en [24]. En este caso, el estudio se va a centrar en un filtro que presenta dos ceros de transmisión a ambos lados de la banda de paso y está compuesto por dos cavidades *dual-mode*, lo que implica que el filtro es de cuarto orden. El esquema de este filtro se representa en la Figura 4.19.

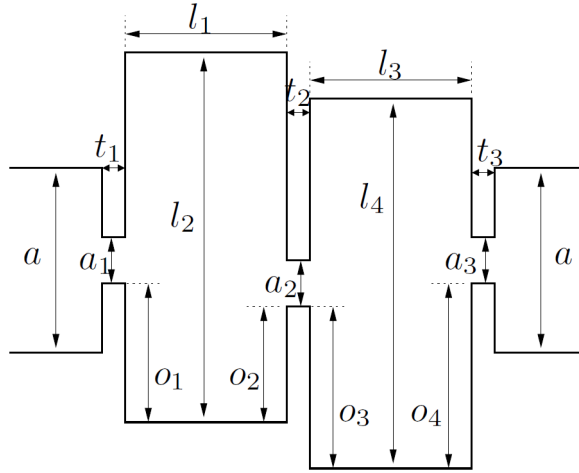


Figura 4.19: Esquema del filtro asíncrono de cuarto orden que presenta 2 ceros de transmisión (respuesta quasi-elíptica).

Filtro original		Filtro reoptimizado	
$a$	19.05	$a'$	19.05
$b$	9.525	$b'$	9.525
$a_1$	10.931	$a_1'$	9.582
$t_1$	3.000	$t_1'$	4.549
$O_1$	1.000	$O_1'$	3.165
$l_1$	28.306	$l_1'$	28.372
$a_2$	10.782	$a_2'$	9.535
$t_2$	12.481	$t_2'$	13.918
$O_2$	1.000	$O_2'$	3.624
$l_2$	30.077	$l_2'$	29.995
$a_3$	10.596	$a_3'$	9.691
$t_3$	3.000	$t_3'$	3.8229
$O_3$	0.870	$O_3'$	2.331
$l_3$	28.852	$l_3'$	28.772
$O_4$	0.870	$O_4'$	1.893
$l_4$	29.567	$l_4'$	29.736

Tabla 4.7: Valores de las dimensiones (mm) originales del filtro de cuarto orden con dos ceros de transmisión en contraposición con las dimensiones obtenidas tras su reoptimización.

### 4.3 Filtro *dual-mode* con ceros de transmisión en ambos lados (respuesta quasi-elíptica)

Como en los casos anteriores vistos en las Secciones 4.2 y 4.3 fue necesario llevar a cabo una reoptimización del filtro debido a que las dimensiones que se especificaban no daban lugar a la respuesta deseada del mismo. En la Tabla 4.7 se muestra una comparativa de las dimensiones del filtro antes y después del proceso de reoptimización.

Para llevar a cabo la reoptimización, a partir de la matriz de acoplos del filtro, se obtuvo en *MATLAB* [25] la respuesta ideal del filtro. La reoptimización se lleva a cabo también mediante el software *FEST3D* y para ello necesitamos una máscara sobre la que se reoptimice el filtro. La máscara se obtuvo a partir de la respuesta ideal del filtro y se truncaron los polos del parámetro  $S_{11}$  para minimizar errores. La Figura 4.20a muestra la respuesta ideal del filtro a partir de su matriz de acoplos mientras que la Figura 4.20b muestra la máscara empleada para llevar a cabo la reoptimización de las dimensiones del filtro. En las Figuras 4.20c y 4.20d se pueden ver, respectivamente el resultado de la reoptimización del filtro y una comparativa de las respuestas entre el filtro ideal y el reoptimizado.

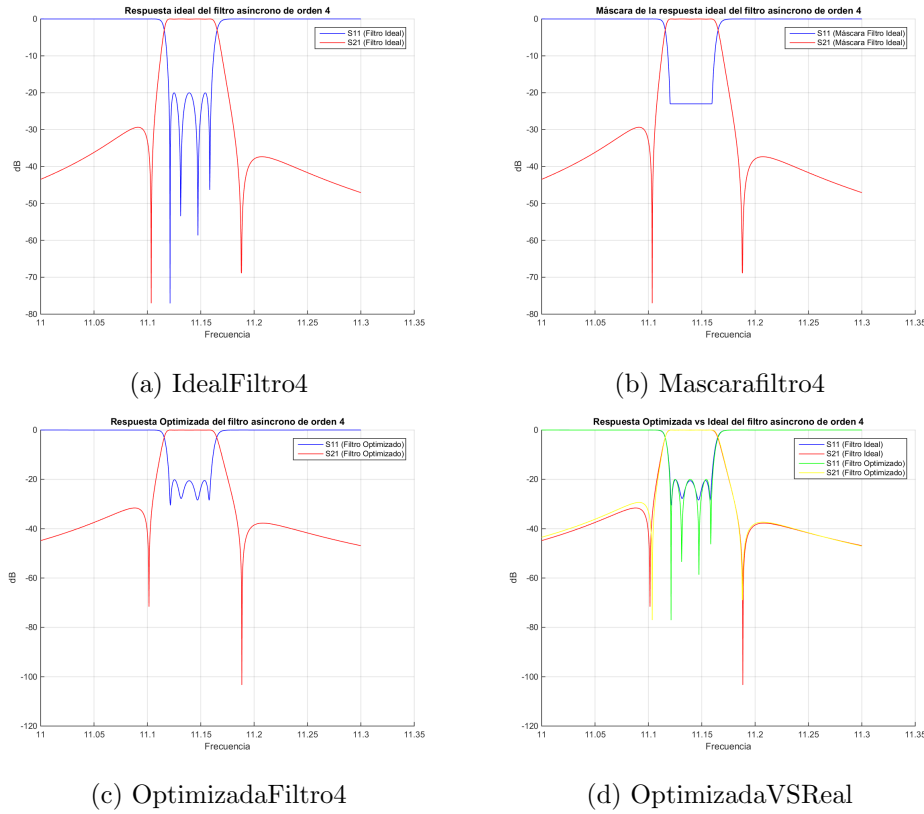


Figura 4.20: Respuestas del filtro antes y después del proceso de reoptimización de las dimensiones del filtro.

Tras comprobar que ahora los parámetros de ancho de banda y pérdidas de inserción se cumplen, es hora de realizar un estudio del comportamiento del campo eléctrico. Para ello se han tomado 11 muestras en frecuencia, como se puede ver en la Figura 4.21, que abarcan toda la banda de paso del filtro, desde la frecuencia de corte inferior hasta la superior. Nos interesa



conocer cómo se comporta el campo eléctrico, dónde están sus máximos y sus mínimos en cada punto simulado y en qué modo está trabajando en cada zona para ver si podemos extraer alguna relación entre éste y el consecutivo estudio de multipactor del filtro.

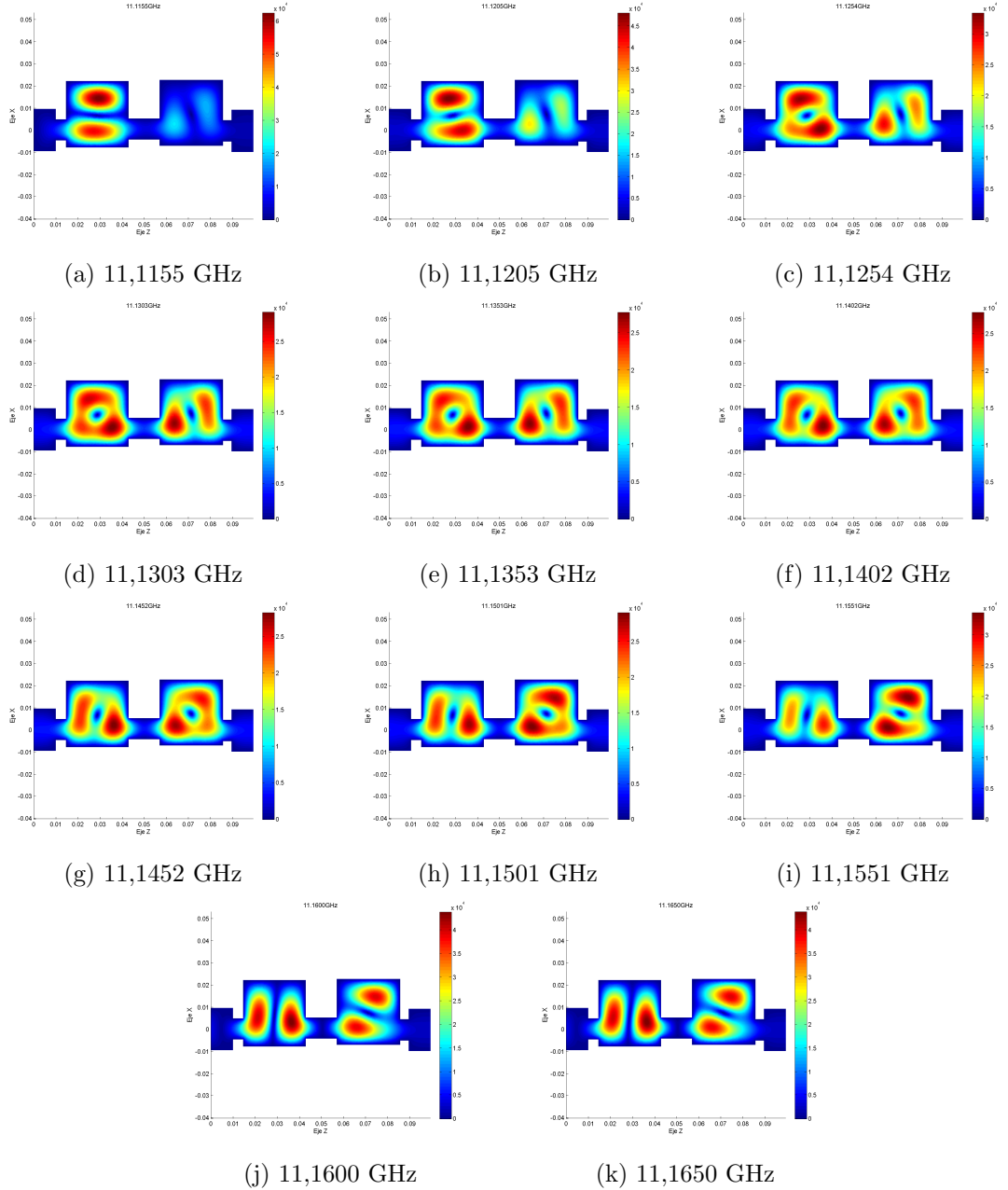


Figura 4.21: Muestras de campo eléctrico del filtro de orden 4 asíncrono con dos ceros de transmisión.

Visualizando las gráficas de campo podemos comprobar cómo cerca del cero de transmisión a la izquierda solamente se encuentra resonando el modo  $TE_{201}$  en el primer resonador y el  $TE_{102}$  en el segundo, aunque en este caso la intensidad de campo eléctrico es muy

### 4.3 Filtro *dual-mode* con ceros de transmisión en ambos lados (respuesta quasi-elíptica)

baja comparada con la del primer resonador. Al aumentar la frecuencia se produce una etapa de transición a lo largo del resto de la banda pasante en el que en la primera cavidad resonará finalmente el modo  $TE_{102}$  y será el  $TE_{201}$  el que se excite ahora en el segundo resonador.

Lo siguiente es realizar una simulación de multipactor sobre el filtro, para ello utilizaremos el software *FEST3D* y definiremos los parámetros de simulación. Para llevar a cabo la simulación se emplearon 50 puntos en frecuencia, 500 electrones de inicio y un material de aluminio por ser el caso más desfavorable en lo que a multipactor se refiere por su valor de SEY. Además sólo se realizó en las cavidades *dual-mode*, ya que en los iris nunca se va a producir multipactor en filtros inductivos.

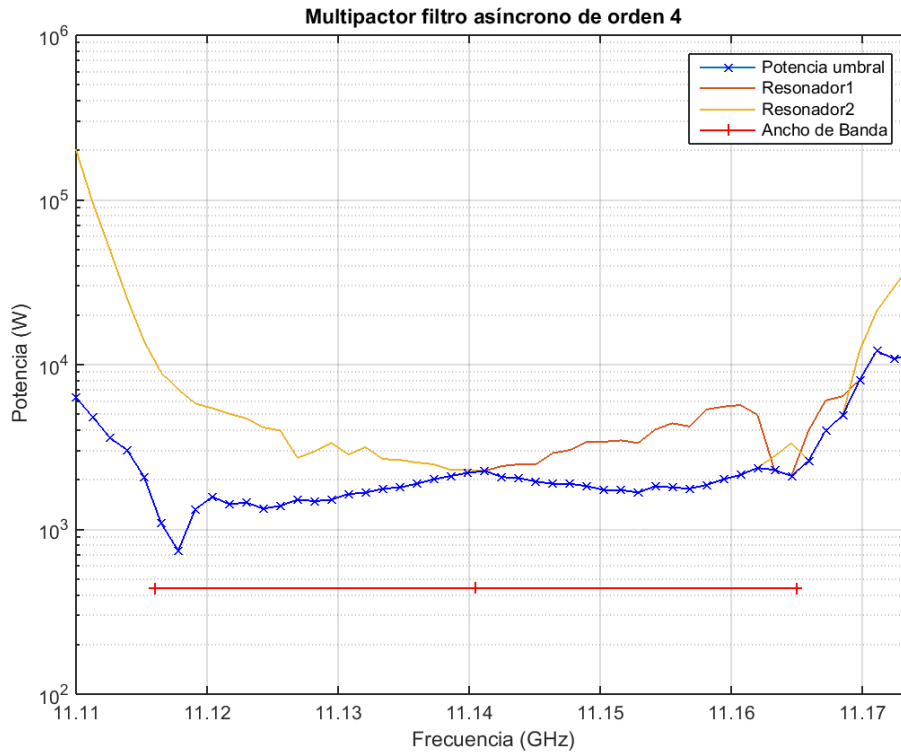


Figura 4.22: Umbral de potencia de multipactor del filtro asíncrono de orden cuatro con dos ceros de transmisión.

Atendiendo a los resultados de la simulación mostrados en la Figura 4.22, vemos que se muestra tanto la influencia que tiene cada uno de los dos resonadores por separado en la curva del umbral de potencia como el propio umbral de potencia. Se puede comprobar como la curva umbral de potencia es más restrictiva en regiones cercanas a los ceros de transmisión y presenta más holgura dentro del ancho de banda, produciendo así una especie de trayectoria parabólica a medida que nos movemos dentro de la banda de paso. Si nos fijamos en cada resonador por separado podemos ver cómo en el primero (negro), que genera el cero de transmisión a la izquierda, se comporta como veíamos en la Sección 4.2, es decir, en regiones cercanas este, el comportamiento de la curva indica una fuerte restricción de transmisión de potencia mientras

que si aumentamos en frecuencia, percibimos una pendiente positiva a lo largo del ancho de banda. En lo que al comportamiento del segundo resonador se refiere, éste se asemeja mucho con lo visto en la Sección 4.3, en el que veíamos como en regiones que se encontrasen próximas al cero de transmisión por la derecha, el umbral disminuye, de hecho, durante todo el ancho de banda, la curva del umbral de potencia presenta pendiente negativa. Fuera de la banda de paso, vemos como la potencia umbral total (y la de los dos resonadores por separado) aumentan su nivel de potencia umbral.

Los datos simulados se pueden ver más claramente reflejados en la Tabla 4.8 donde además se hace una comparación con el orden de multipactor en cada punto en frecuencia tomado.

Frecuencia	Potencia de ruptura		Orden de Multipactor	
11.11	6312.19	201990	88.1136	111.926
11.1113	4781.15	94994.7	82.952	110.8
11.1126	3593.61	49497.5	102.757	115.121
11.1139	3031.09	25248.8	97.9822	58.6501
11.1152	2078.07	13874.4	102.248	118.556
11.1165	1085.91	8937.28	28.6368	106.695
11.1178	742.146	7062.22	47.0759	103.564
11.1191	1320.29	5812.16	63.367	115.339
11.1204	1578.05	5437.14	29.2219	44.2167
11.1217	1421.79	5031.15	96.6708	110.338
11.123	1453.04	4718.65	91.7509	83.1543
11.1243	1335.91	4156.13	102.097	48.9388
11.1256	1390.54	3968.63	101.4	98.9742
11.1269	1515.54	2718.57	99.5303	100.32
11.1282	1484.29	2968.59	96.9612	90.111
11.1295	1515.54	3343.6	101.332	103.996
11.1308	1640.55	2843.58	94.7682	87.1156
11.1321	1671.8	3156.1	106.618	97.949
11.1334	1765.56	2671.83	102.387	98.1742
11.1347	1796.81	2640.58	104.251	104.534
11.136	1890.56	2546.83	106.6	101.019
11.1373	2015.56	2484.33	100.768	111.562
11.1386	2109.32	2296.82	129.576	107.664
11.1399	2203.07	2296.82	106.487	97.5003
11.1412	2265.57	2265.57	112.028	99.7479
11.1425	2421.82	2078.07	111.868	102.222
11.1438	2484.33	2046.82	101.9	118.435
11.1451	2484.33	1953.06	98.2586	103.049
11.1464	2906.08	1890.56	108.735	101.945
11.1477	3031.09	1890.56	92.7337	122.658
11.149	3406.11	1828.06	84.9352	103.036
11.1503	3406.11	1734.3	98.4078	83.2072

#### 4.3 Filtro *dual-mode* con ceros de transmisión en ambos lados (respuesta quasi-elíptica)

Frecuencia	Potencia de ruptura		Orden de Multipactor	
11.1516	3468.61	1734.3	116.848	104.017
11.1529	3343.6	1671.8	74.1518	91.4979
11.1542	4031.13	1828.06	105.331	90.9443
11.1555	4406.14	1796.81	92.3075	107.009
11.1568	4218.63	1765.56	62.2676	110.912
11.1581	5343.66	1859.31	59.8539	107.015
11.1594	5562.15	2015.56	40.2494	104.996
11.1607	5687.16	2140.57	104.047	116.88
11.162	4968.65	2359.32	105.106	101.06
11.1633	2296.82	2781.07	34.8294	106.661
11.1646	2109.32	3343.6	28.7748	112.243
11.1659	3968.63	2609.33	27.2685	26.4132
11.1672	6062.18	3968.63	60.2694	24.4579
11.1685	6437.2	4906.15	108.444	29.6855
11.1698	8062.26	12124.4	106.194	19.9946
11.1711	12124.4	21124.6	74.3424	91.6393
11.1724	10874.3	29248.9	93.1726	88.7387
11.1737	11374.3	40249.2	107.361	106.665

Tabla 4.8: Tabla comparativa de Potencia de ruptura frente a Orden de multipactor de la simulación del filtro asíncrono de orden 4 con dos ceros de transmisión.

La comparativa de la respuesta de la curva umbral de multipactor de la Figura 4.22 con la de su equivalente *in-line* nos ayudará a ver más claramente cual de ellos permite una transmisión de mayor potencia sin riesgo de que se produzca multipactor en el filtro. La Figura 4.23 muestra el diseño de un filtro equivalente al asíncrono de orden 4 *dual-mode* diseñado mediante el asistente de filtros de *FEST3D*, en el que únicamente teníamos que introducir los parámetros de respuesta del filtro deseados (en este caso los del filtro *dual-mode* y su orden).

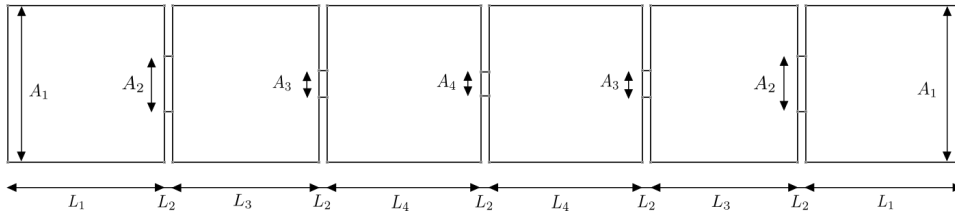


Figura 4.23: Esquema del filtro *in-line* equivalente al asíncrono de cuarto orden. Dimensiones (mm):  $A_1 = 19,05$ ,  $A_2 = 6,772$ ,  $A_3 = 3,1709$ ,  $A_4 = 2,926$ ,  $L_1 = 19,05$ ,  $L_2 = 1$ ,  $L_3 = 17,826$ ,  $L_4 = 18,674$ .

La Figura 4.24 muestra la respuesta del filtro equivalente *in-line* del filtro asíncrono de orden 4 *dual-mode*. Se puede ver cómo presenta características muy similares a su equivalente asíncrono en cuanto a ancho de banda. Además se cumple con las especificaciones del parámetro de pérdidas de inserción por debajo de los 20 dB.

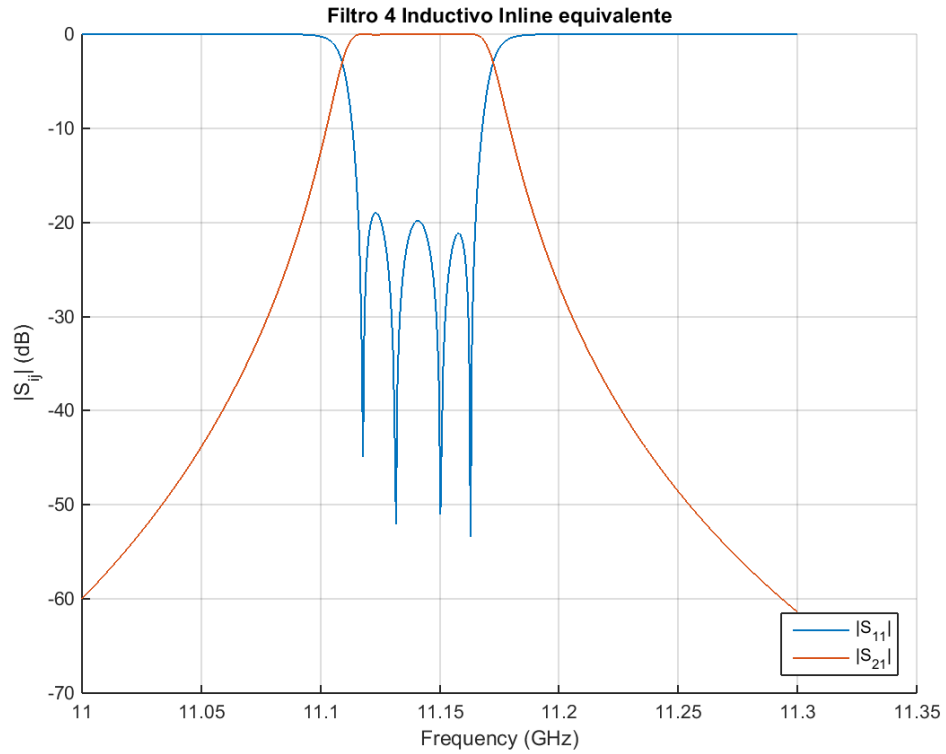


Figura 4.24: Respuesta del filtro *in-line* equivalente al asíncrono de orden 4.

A continuación realizaremos un estudio del campo eléctrico para ver su comportamiento dentro del ancho de banda del filtro. Para ello se han tomado 11 muestras en frecuencia dentro de la banda pasante del filtro de manera que podamos establecer alguna relación entre éste y el estudio de multipactor que realizaremos sobre el filtro tras esto. Las muestras de campo tomadas se pueden ver en la Figura 4.25.

A frecuencias cercanas a la de corte inferior, se puede ver que la intensidad de campo es mayor en el primer y segundo resonador, siendo máximo en el segundo. A medida que aumentamos la frecuencia, dentro de la banda de paso, vemos que se hace destacable la intensidad de campo en el segundo y tercer resonador, siendo mucho menor la intensidad en el primero y el cuarto. Durante este periodo, el máximo de campo se encuentra en el segundo resonador, pero es a partir de 11,1470 GHz cuando el tercer resonador presenta el máximo global de campo. Conforme nos acercamos a la frecuencia de corte superior, el patrón de campo en el filtro se ve alterado de nuevo de manera que serán nuevamente el primer y el segundo resonador los que presenten una intensidad de campo eléctrico destacablemente más alta que en los resonadores 3 y 4.

Tras el estudio del comportamiento del campo eléctrico en el filtro a lo largo de su banda de paso, llega la hora de, mediante el software de simulación *FEST3D* realizar el correspondiente análisis de alta potencia para visualizar el comportamiento de la curva umbral de multipactor.

La presencia en el umbral de potencia de dos mínimos en los límites de la banda de paso

### 4.3 Filtro *dual-mode* con ceros de transmisión en ambos lados (respuesta quasi-elíptica)

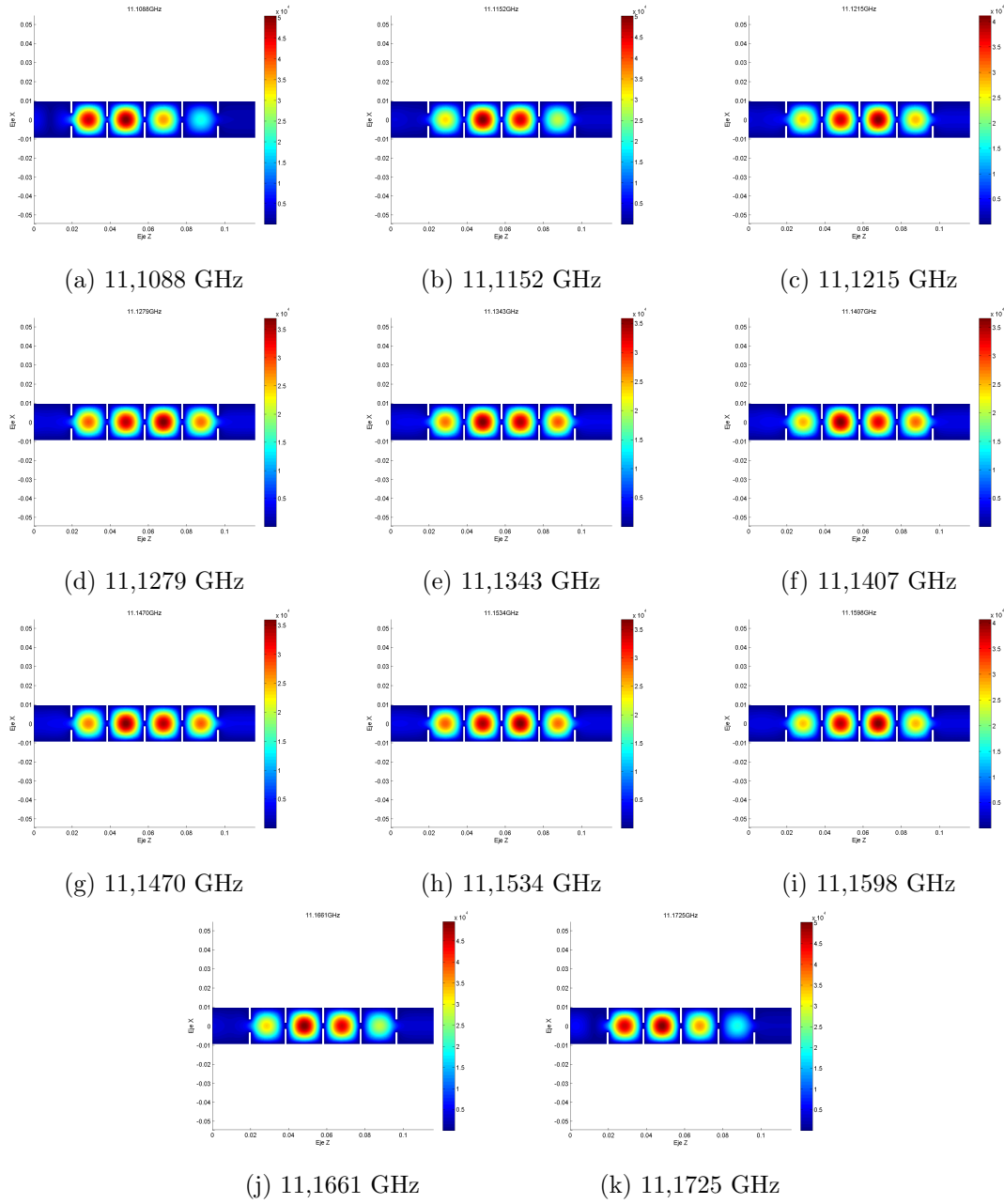


Figura 4.25: Muestras de campo eléctrico del filtro *in-line* equivalente al de orden 4 asíncrono.

mientras que en el centro un máximo en la frecuencia central, sería lo esperado. No obstante, en la Figura 4.26 se muestra un comportamiento del umbral de potencia de lo más inesperado en un filtro cuya topología *in-line* es tan simple. Se puede apreciar que éste realiza una trayectoria casi parabólica, aunque no del todo, pero lo más llamativo recae en unos picos que hacen que el valor del umbral de potencia decaiga de forma muy brusca y aparentemente sin ninguna relación con lo visto en las imágenes de campo eléctrico. Como se puede observar, estos picos no aparecen sólo en los límites de la banda de paso, sino que también lo hacen dentro de ella y no siendo sólo uno de los resonadores el que lo produzca, sino que son resultado del

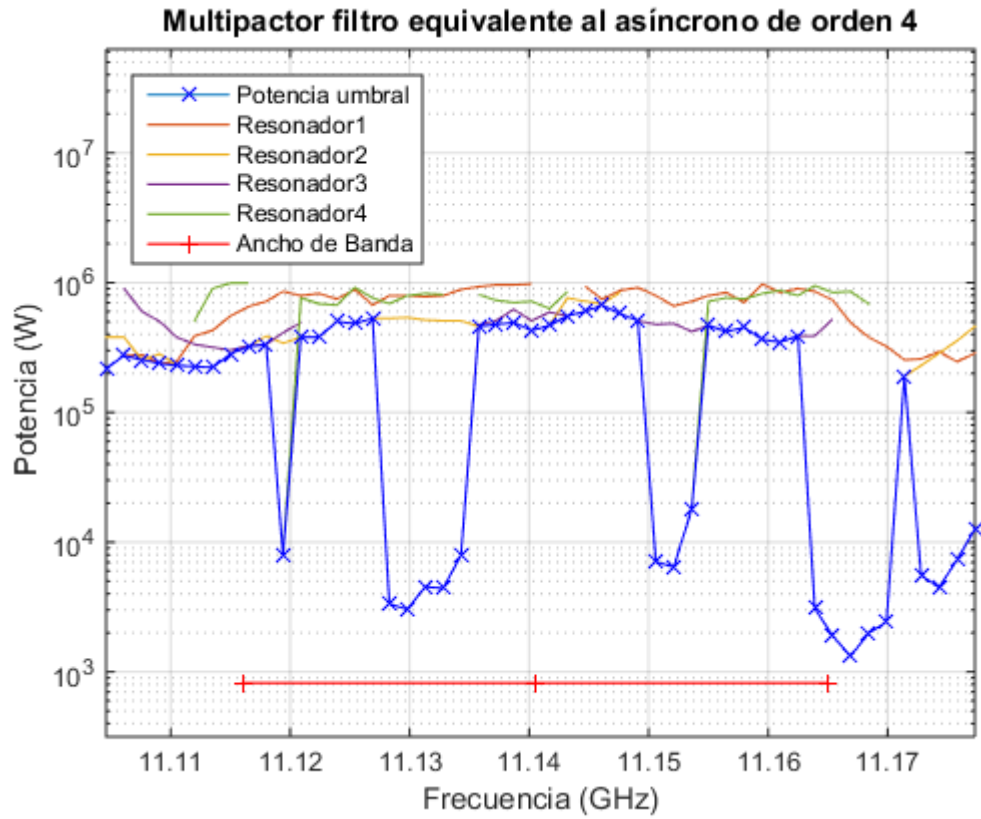


Figura 4.26: Umbral multipactor del filtro *in-line* equivalente al asíncrono de orden cuatro.

comportamiento de varios de ellos.

Esto último se puede ver más claro en la Tabla 4.9 donde se muestra una comparativa entre los valores en frecuencia en donde se produce el fenómeno multipactor a cierta potencia y el orden de éste.

Frecuencia	Potencia de ruptura				Orden de Multipactor			
11.1046	217991	379979			2.20835	2.64889		
11.1061	273993	379979	900843		2.71012	2.68873	3.20741	
11.1076	277993	253992	599675		2.51885	2.60853	3.05759	
11.1091	237992	281993	499984		1.95616	2.60179	2.48411	
11.1105	245992	229991	379979		3.16077	1.71241	2.60528	
11.1112	387979	225991	333994	507984	2.8184	2.51436	3.17568	2.27565
11.1135	427981	221991	317994	900843	2.10327	2.50852	2.70866	2.74401
11.1115	553924	281993	301993	992346	1.91717	2.53787	2.36799	2.06129
11.1165	653051	321994	325994	992346	1.82304	2.20661	2.11131	1.9855
11.1118	717835	387979	333994		2.81996	2.36622	2.34298	
11.1194	855091	341994	411981	7937.25	2.17921	2.84538	2.06315	22.0389
11.1209	794088	379979	491984	763587	1.96986	3.2358	2.44645	1.81548

### 4.3 Filtro *dual-mode* con ceros de transmisión en ambos lados (respuesta quasi-elíptica)

Frecuencia	Potencia de ruptura				Orden de Multipactor			
11.1224	824590	379979		687333	1.75144	2.29508		2.38419
11.1239	748336	499984	507984	672082	1.79555	2.67562	1.76133	1.91933
11.1254	885592	483983		916093	2.21482	3.01224		2.4441
11.1269	672082	531049		763587	1.75146	2.62177		2.05454
11.1283	794088	531049	3343.6	687333	1.87603	2.96821	16.7905	2.00261
11.1298	794088	538674	3031.09	794088	2.08851	2.83313	21.3632	1.75735
11.1313	778838	515798	4531.14	824590	1.57596	2.8695	15.4388	1.92382
11.1328	794088	507984	4406.14	809339	2.97439	3.03006	19.9203	2.00542
11.1343	885592	507984	7937.25		1.89425	2.83902	16.3586	
11.1358	931344	459983	475983	809339	1.94785	2.64925	3.11388	1.9326
11.1372	961845	475983	507984	733085	2.97509	2.78468	2.76592	2.67379
11.1387	961845	491984	622551	702584	2.1486	2.26701	2.86388	2.95358
11.1402	977095	427981	507984	717835	2.19208	2.79228	2.84918	2.82503
11.1417		467983	592050	630176		2.34207	3.41058	2.75048
11.1432		763587	553924	855091		1.89966	2.40245	2.67724
11.1447	931344	717835	599675		1.77349	1.84043	2.84707	
11.1461	748336	687333	672082		2.53329	2.07242	2.23214	
11.1476	870342	839840	576800		2.22615	1.77717	2.78361	
11.1491	916093		507984		2.81864		3.03341	
11.1506	794088	599675	475983	7062.22	2.40313	2.29052	2.81725	14.6996
11.1521	660676		483983	6437.2	3.14466		2.8101	17.4189
11.1536	717835		419981	17874.6	2.03235		2.93371	10.5773
11.155	794088		467983	717835	2.17296		2.43628	2.23125
11.1565	839840		419981	763587	1.63574		2.66042	2.10778
11.158	702584		451982	748336	2.04169		2.50598	2.31684
11.1595	977095		363978	824590	2.83988		2.79905	1.71162
11.161	839840		347977	870342	2.55966		2.75883	1.34302
11.1625	900843		387979	794088	1.91899		2.04051	2.9837
11.1639	855091	3093.59	387979	946594	2.5063	22.0214	1.52397	2.57002
11.1654	733085	1890.56	523424	839840	2.62673	16.1044	1.84493	2.68607
11.1669	491984	1320.29		855091	1.9564	24.42		2.72598
11.1684	379979	1984.31		687333	1.50028	23.5172		2.38032
11.1699	321994	2421.82	3968.63		1.97364	19.3093	12.3961	
11.1714	253992	189989			1.77148	2.89837		
11.1728	257992	229991	5562.15		3.19878	2.7683	15.1189	
11.1743	293993	285993	4468.64		1.60394	2.95617	23.0174	
11.1758	245992	355978	7312.23		3.32353	2.75621	19.577	
11.1773	285993	459983	12624.4		3.05012	2.69512	11.9604	

Tabla 4.9: Tabla comparativa de Potencia de ruptura frente a Orden de multipactor de la simulación del filtro *in-line* equivalente al asíncrono de orden 4.

En azul quedan identificados los picos que veíamos en la gráfica del umbral de potencia. En estos picos intervienen el segundo tercer y cuarto resonador. Otro punto destacable de esta



tabla al comparar la potencia de ruptura con el orden de multipactor es que precisamente en las frecuencias donde aparecen dichos picos, el orden de multipactor crece de manera muy brusca, de esta forma vemos cómo el pico que presenta una potencia de ruptura menor, es decir, 1320,29 W a 11,1669 GHz da lugar al valor de orden de multipactor más alto de todos los puntos simulados y es de  $N = 24,42$ .

Esta anomalía probablemente pueda ser causa de algún tipo de error de simulación del software *FEST3D*, es por ello que además se han hecho pruebas de este filtro equivalente *in-line* reduciendo su altura a la mitad para comprobar si esta anomalía de los extraños picos en la potencia de ruptura que hemos obtenido se ven mitigados o desaparecen. Además configuraremos la estructura de filtro asíncrono con cavidades *dual-mode* de orden 4 de forma que la altura de éste se ajuste a la de su equivalente *in-line* y, en el caso de que los picos desaparezcan, poder comparar las respuestas de la curva de umbral de potencia. Se realizará otra modificación en el filtro asíncrono de manera que su altura se vea aumentada al doble, a fin de comprobar si en este caso obtenemos alguna otra anomalía como ocurría con su equivalente *in-line*. La Tabla 4.10 muestra los cambios en altura que se han aplicado a los filtros en cada uno de los tres casos.

Filtro	Altura del original	Modificación de la altura del nuevo filtro
Equivalente <i>in-line</i> (Altura Reducida)	9.525	4.7625
Asíncrono (Altura Ajustada)	9.525	4.7625
Asíncrono (Altura Aumentada)	9.525	19.05

Tabla 4.10: Modificaciones en la altura de los filtros asíncrono de orden 4 y su equivalente *in-line*.

Los resultados, una vez realizados los cambios en la altura, tras haber realizado el análisis de multipactor con la ayuda del software de simulación *FEST3D* se muestran en la Figura 4.27.

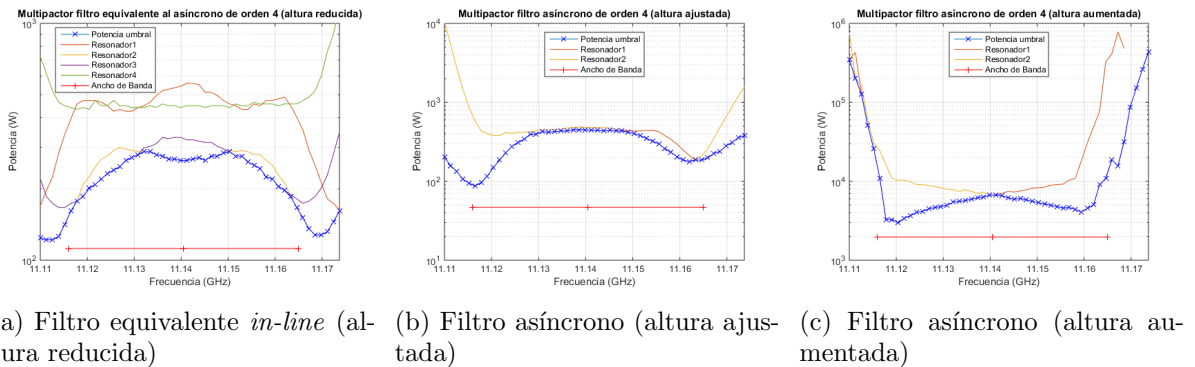


Figura 4.27: Resultados del análisis de multipactor tras haber realizado los cambios de altura en los filtros de orden 4 asíncrono e *in-line* equivalente.

Como podemos ver, tras reducir la altura del equivalente *in-line* del filtro asíncrono (Figura 4.29a) a la mitad los picos anómalos ya no aparecen, en su lugar, el umbral de potencia adopta

### 4.3 Filtro *dual-mode* con ceros de transmisión en ambos lados (respuesta quasi-elíptica)

---

una forma típica en este tipo de filtros en los que la potencia umbral disminuye en los límites del ancho de banda, mientras que dentro de la banda éste es más permisivo. En cuanto a la Figura 4.29b) se nos permitiría visualizar el umbral de multipactor para el filtro asíncrono con una altura igual al de su equivalente con la altura reducida para así realizar una comparativa entre ambas. La Tabla 4.11 muestra dicha comparativa de forma numérica, en la que se puede ver los valores de potencia de ruptura umbrales para ambos filtros. El resultado arrojado es curioso, pues la curva del umbral de potencia es más restrictiva en el caso del equivalente *in-line*.

Por último, se le ha aplicado un aumento del doble de su altura original al filtro asíncrono (Figura 4.27c) a fin de comprobar si aparecen dichos picos en este tipo de filtros y comprobando que no es así. Cabe destacar que el hecho de aumentar la altura en el filtro ha dado lugar a un aumento en todo el umbral de potencia con respecto al original.

Frecuencia	Potencia de ruptura del filtro asíncrono	Potencia de ruptura del equivalente <i>in-line</i>
11.11	201.162	124.02
11.1113	157.224	122.066
11.1126	133.785	122.066
11.1139	106.441	125.973
11.1152	94.7215	141.598
11.1165	86.9086	161.13
11.1178	96.6748	177.724
11.1191	116.207	185.537
11.1204	149.411	201.162
11.1217	185.537	208.975
11.123	228.507	220.694
11.1243	275.384	232.414
11.1256	310.541	240.226
11.1269	339.821	248.039
11.1282	394.512	263.665
11.1295	394.512	271.477
11.1308	425.763	279.29
11.1321	417.95	287.103
11.1334	425.763	287.103
11.1347	433.576	279.29
11.136	433.576	275.384
11.1373	449.202	267.571
11.1386	449.202	267.571
11.1399	449.202	263.665
11.1412	441.389	263.665
11.1425	441.389	267.571
11.1438	433.576	271.477
11.1451	441.389	263.665
11.1464	433.576	275.384
11.1477	433.576	275.384

Frecuencia	Potencia de ruptura del filtro asíncrono	Potencia de ruptura del equivalente <i>in-line</i>
11.149	417.95	283.196
11.1503	402.325	287.103
11.1516	378.886	275.384
11.1529	347.634	275.384
11.1542	322.26	259.758
11.1555	298.822	251.946
11.1568	259.758	244.133
11.1581	232.414	224.601
11.1594	205.069	220.694
11.1607	185.537	205.069
11.162	177.724	197.256
11.1633	185.537	185.537
11.1646	185.537	166.989
11.1659	197.256	151.364
11.1672	224.601	135.739
11.1685	240.226	127.926
11.1698	279.29	127.926
11.1711	310.541	131.832
11.1724	355.447	145.505
11.1737	378.886	161.13

Tabla 4.11: Tabla comparativa de 50 puntos en frecuencia entre las potencias de ruptura del filtro asíncrono con la altura ajustada y de su equivalente *in-line*.

## 4.4. Filtro paso-banda con tornillos de sintonía

En esta sección se pretende el estudio de multipactor de un filtro paso-banda de Tchebyshev no uniforme de quinto orden que contiene tornillos de sintonía presentado en [26]. El diseño de este filtro surge con la motivación de elaborar una estrategia de mejorar la respuesta fuera de la banda mediante filtros inductivos que presenten cavidades rectangulares. Para conseguirlo se han de realizar correcciones en las longitudes de sus iris de forma que se reduzcan los espurios y se ha de aumentar la anchura de las cavidades para introducir ceros de transmisión sintonizados a la frecuencia de los espurios para terminar de eliminarlos. Los tornillos de sintonía sirven para ajustar la banda de paso, ya que los ceros de transmisión resultaron ser menos sensibles a errores de fabricación. En la Figura 4.28 se muestra el diseño del filtro.

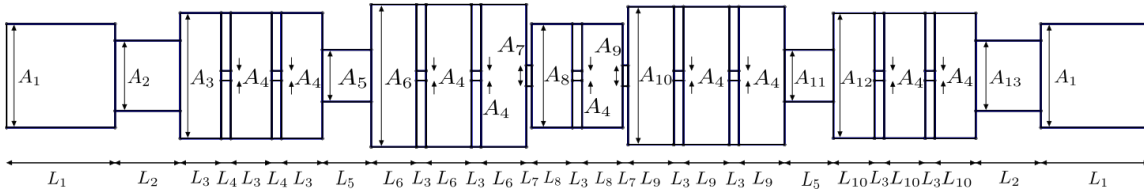
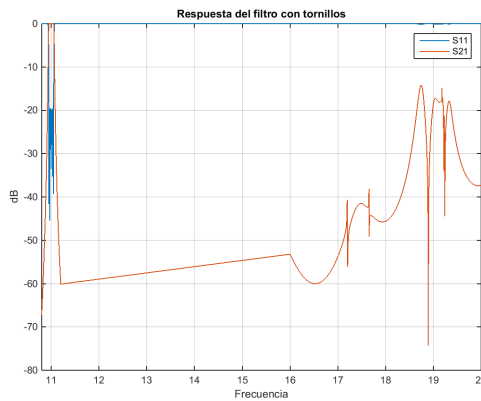
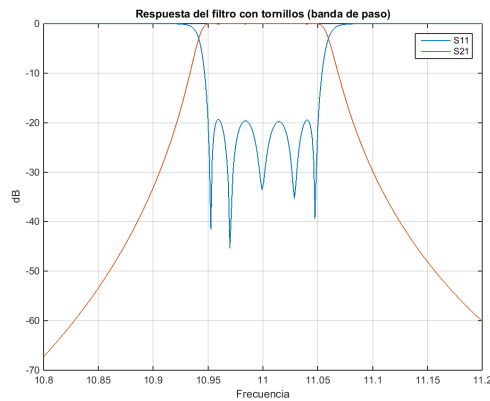


Figura 4.28: Esquema del filtro de quinto orden con tornillos de sintonía diseñado con rango libre de espurios. Dimensiones (mm):  $L_1 = 20$ ,  $L_2 = 12$ ,  $L_3 = 7,552$ ,  $L_4 = 1,7725$ ,  $L_5 = 9$ ,  $L_6 = 8,348$ ,  $L_7 = 1$ ,  $L_8 = 7,49$ ,  $L_9 = 8,434$ ,  $L_{10} = 7,564$ ,  $A_1 = 19,05$ ,  $A_2 = 12,906$ ,  $A_3 = 23,063$ ,  $A_4 = 1,7725$ ,  $A_5 = 9,537$ ,  $A_6 = 26,158$ ,  $A_7 = 3,819$ ,  $A_8 = 19,05$ ,  $A_9 = 3,809$ ,  $A_{10} = 25,331$ ,  $A_{11} = 9,551$ ,  $A_{12} = 22,966$ ,  $A_{13} = 12,899$ . La penetración de los tornillos es de 2 mm.

La Figura 4.29 muestra la respuesta del filtro. En ella se puede ver el claro rechazo de los armónicos que se ha conseguido, lo que demuestra que empleando las dos técnicas anteriores se puede conseguir un rango libre de espurios bastante bueno con este tipo de filtros.



(a) Rango libre de espurios del filtro.



(b) Banda de paso del filtro.

Figura 4.29: Respuesta del filtro no uniforme de quinto orden con tornillos de sintonía.

A la hora de realizar un análisis de multipactor, es fundamental el previo estudio del comportamiento del campo eléctrico. Para ello, hemos tomado muestras de campo en 11 puntos

en frecuencia dentro de la banda de paso del filtro. Para este filtro en particular, el hecho de que presente tornillos de sintonía hace que además tengamos que tomar muestras en ambas caras ya que como se puede ver en las Figuras 4.30 y 4.31 la cara en la que se encuentra el tornillo presenta un máximo de campo justo en éste, de forma que nos impide ver exactamente el patrón de campo que presenta cada cavidad.

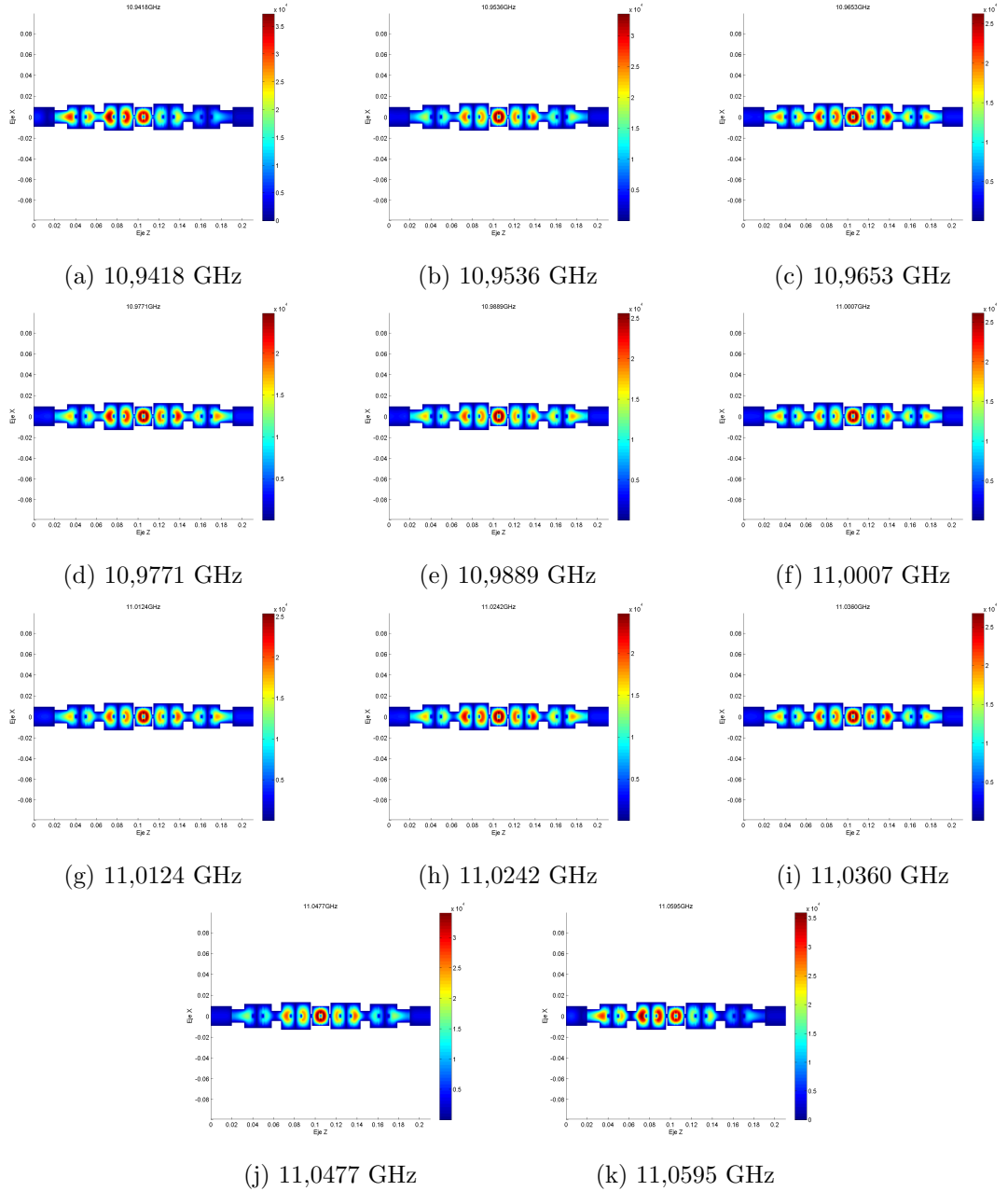


Figura 4.30: Muestras de campo eléctrico del filtro no uniforme de orden 5 con tornillos de sintonía.

También podemos apreciar cómo no todas las cavidades están operando con el modo

#### 4.4 Filtro paso-banda con tornillos de sintonía

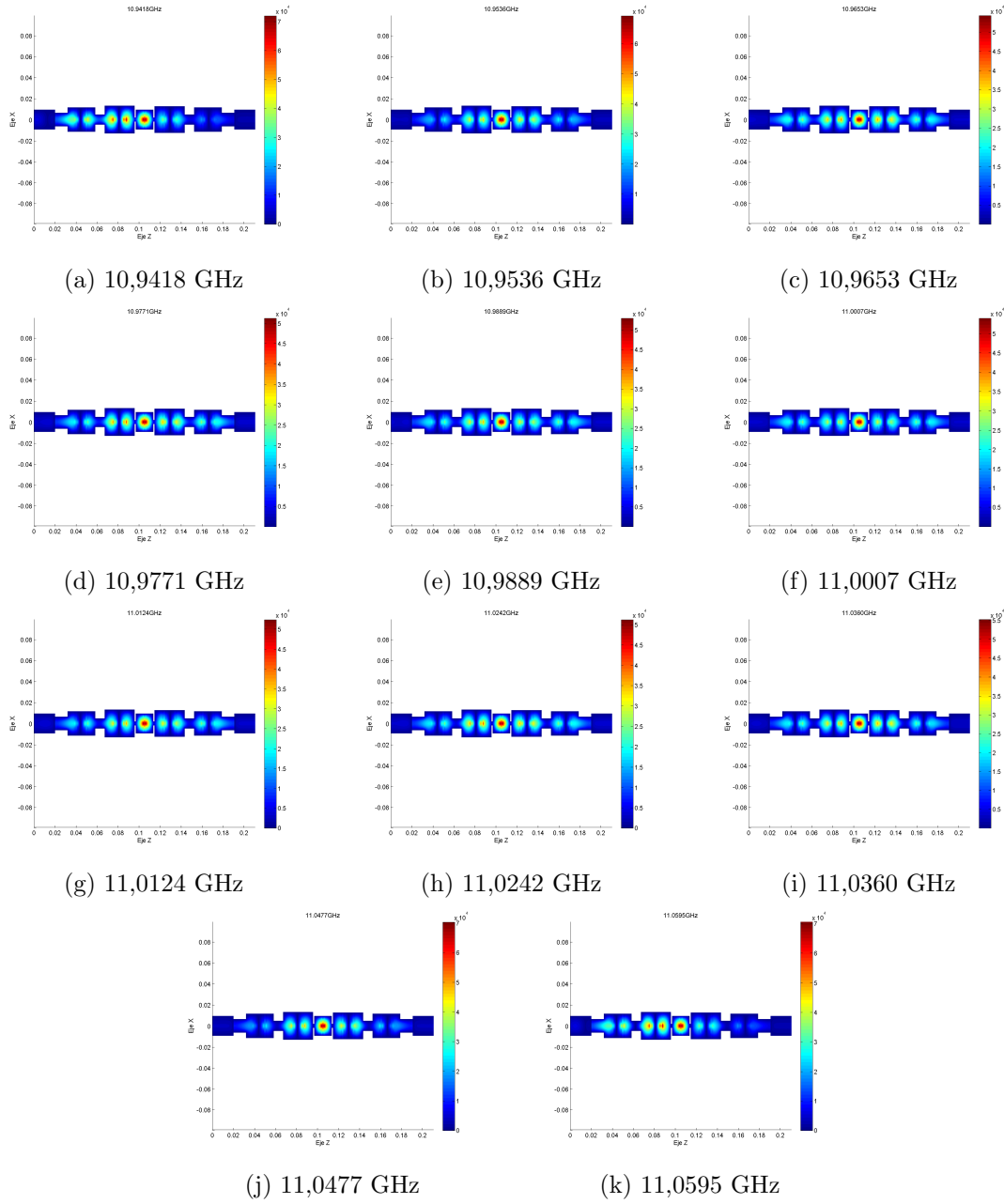


Figura 4.31: Distribuciones de campo eléctrico del filtro no uniforme de orden 5 con tornillos de sintonía (cara del tornillo).

resonante  $TE_{102}$ , de hecho, la cavidad central opera con el modo  $TE_{101}$ . Es muy importante que la cavidad central opere con un modo diferente al resto ya que si esto no fuese así, el resto de modos asociados al  $TE_{301}$  se combinarían de forma constructiva dando lugar a una respuesta indeseada fuera de la banda.

Para el análisis de multipactor de este filtro se pensó que sería ideal llevarlo a cabo empleando distintos materiales. Para ello se han realizado tres simulaciones empleando materiales

con distinto *SEY* correspondientes al aluminio (por ser el caso más restrictivo en cuanto a potencia de ruptura se refiere), oro (por ser el menos restrictivo) y plata, que este último suele ser muy habitual en misiones reales.

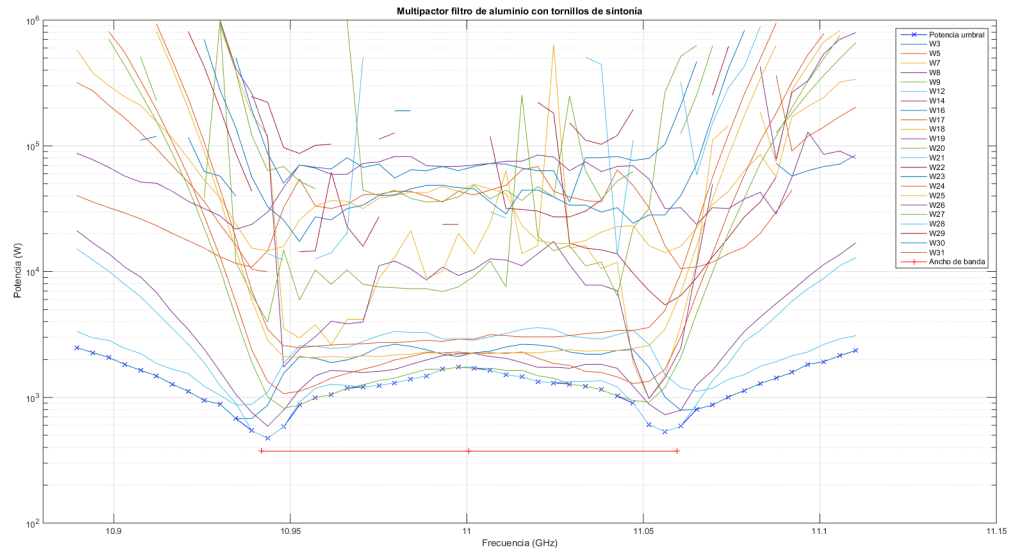


Figura 4.32: Umbral multipactor del filtro no uniforme de aluminio de orden 5 con tornillos de sintonía. Cavidades implicadas en el umbral de multipactor:  $W_3$ ,  $W_{12}$ ,  $W_{20}$ .

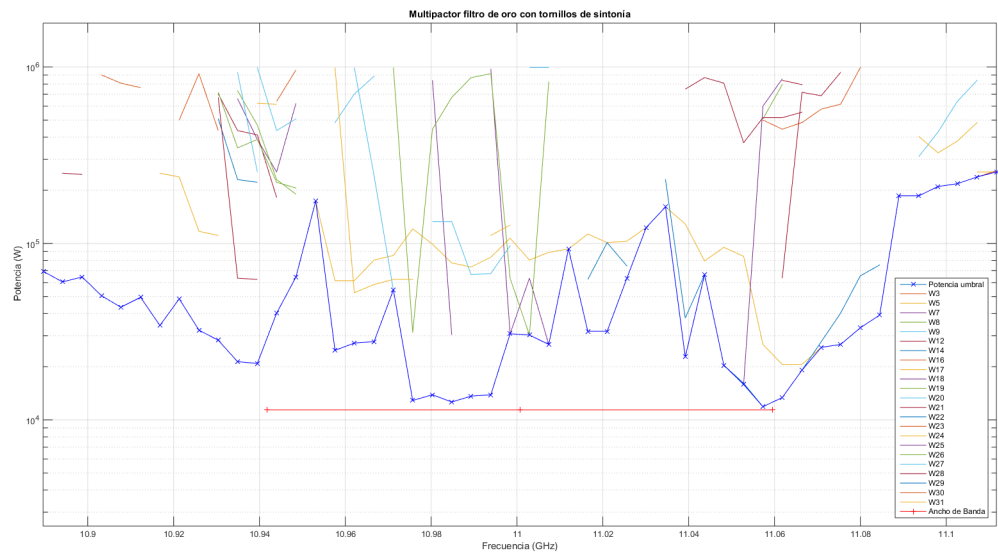


Figura 4.33: Umbral multipactor del filtro no uniforme de oro de orden 5 con tornillos de sintonía. Cavidades implicadas en el umbral de multipactor:  $W_5$ ,  $W_7$ ,  $W_8$ ,  $W_9$ ,  $W_{14}$ ,  $W_{16}$ ,  $W_{21}$ .

#### 4.4 Filtro paso-banda con tornillos de sintonía

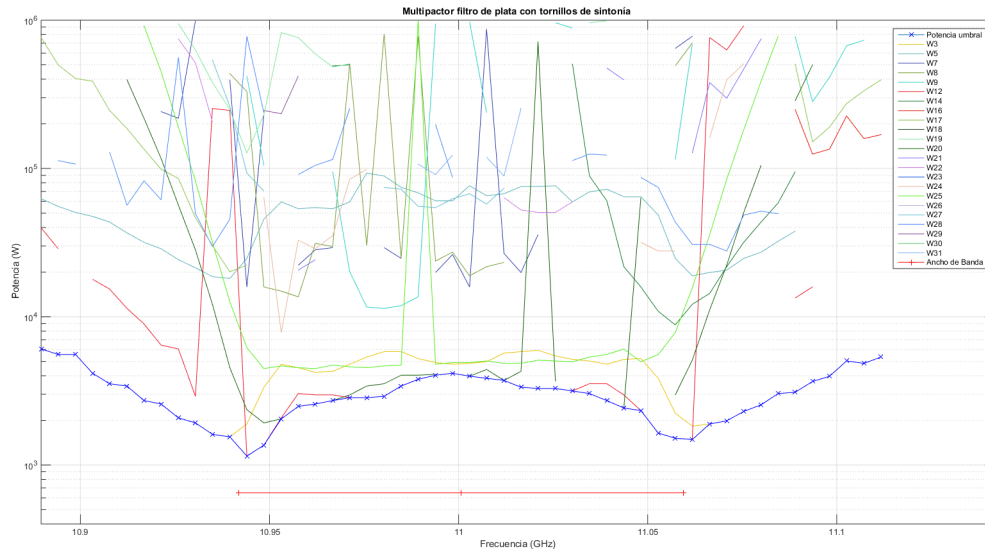


Figura 4.34: Umbral multipactor del filtro no uniforme de plata de orden 5 con tornillos de sintonía. Cavidades implicadas en el umbral de multipactor:  $W_3$ ,  $W_{12}$ ,  $W_{20}$ .

Las Figuras 4.32, 4.33 y 4.34 confirman lo que se dijo anteriormente, y es que el umbral de potencia es mucho más bajo en el filtro de aluminio que el de los otros dos metales, haciendolo interesante para comprobar el peor caso posible. También se demuestra aquí que el filtro de oro es el menos restrictivo de todos, ya que su umbral de ruptura está por encima de los filtros fabricados con los otros dos materiales. Por último, el umbral en el filtro de plata está por encima del de aluminio pero por debajo del de oro. Aún así, la plata ofrece mejores resultados que el oro en lo que a conductividad y precio de fabricación se refiere. La Tabla 4.12 muestra una comparativa entre el umbral de multipactor de los filtros y el orden de éste en cada uno de los 50 puntos en frecuencia tomados para la simulación.

Frecuencia	Umbral aluminio	Orden aluminio	Umbral oro	Orden oro	Umbral plata	Orden plata
10.8896	2484.33	47.9498	69498.2	9.72078	6062.18	30.6633
10.8941	2265.57	48.1436	60497.9	10.1693	5562.15	34.6775
10.8987	2078.07	41.4769	64498.1	9.30324	5562.15	33.1767
10.9032	1828.06	45.5037	50497.5	9.74092	4156.13	33.3494
10.9077	1640.55	43.2248	43497.1	10.7244	3531.11	32.0486
10.9123	1484.29	48.6585	49497.5	8.87877	3406.11	33.2516
10.9168	1273.41	40.9399	34249.1	10.1341	2718.57	35.4407
10.9213	1117.16	44.8331	48497.4	7.62172	2578.08	32.3328
10.9259	945.28	42.1385	32249	8.94638	2078.07	33.9295
10.9304	882.778	45.5207	28248.9	8.06803	1921.81	36.0976
10.9349	679.643	46.2781	21374.6	8.22321	1609.3	30.3248
10.9395	542.955	42.2146	20874.6	9.38373	1546.8	32.0752



Frecuencia	Umbral aluminio	Orden aluminio	Umbral oro	Orden oro	Umbral plata	Orden plata
10.944	472.64	44.3858	40249.2	6.83596	1148.41	28.6642
10.9485	582.018	44.0093	64498.1	7.57429	1359.29	35.6554
10.9531	867.152	49.6028	173989	5.43418	2046.82	36.8185
10.9576	992.157	48.9811	24748.7	8.59857	2484.33	30.322
10.9621	1054.66	44.7436	27248.9	8.91295	2578.08	35.3321
10.9667	1179.66	46.1038	27748.9	8.85021	2718.57	34.2414
10.9712	1210.91	46.6128	54497.7	4.20409	2843.58	32.2678
10.9757	1242.16	46.2437	12874.4	11.1195	2843.58	37.5237
10.9803	1304.66	43.0075	13874.4	10.2477	2906.08	35.5642
10.9848	1390.54	45.6016	12624.4	12.3624	3406.11	31.7705
10.9893	1484.29	46.7038	13624.4	11.054	3781.12	37.0135
10.9939	1671.8	45.465	13874.4	10.37	4031.13	34.0418
10.9984	1734.3	44.5467	30749	10.9782	4156.13	30.9917
11.0029	1703.05	46.3892	30249	9.26672	3968.63	30.8942
11.0074	1640.55	47.138	26748.8	7.91898	3843.62	34.9025
11.012	1515.54	44.4746	92994.6	7.81836	3718.62	33.7263
11.0165	1453.04	44.9731	31749	11.754	3343.6	34.5003
11.021	1335.91	47.328	31749	11.1327	3281.1	34.2619
11.0256	1304.66	46.8379	63498	7.12739	3281.1	35.6377
11.0301	1273.41	48.3087	122996	6.60563	3156.1	33.2636
11.0346	1226.54	44.3917	160997	5.40017	3031.09	33.2042
11.0392	1148.41	48.7016	22748.6	14.1539	2718.57	35.419
11.0437	1023.41	41.1807	66498.1	5.76649	2421.82	36.1751
11.0482	898.404	43.2934	20374.6	10.2029	2328.07	31.2194
11.0528	605.456	45.9784	15874.5	6.11354	1640.55	35.74
11.0573	535.142	43.6125	11874.3	9.63752	1515.54	35.9967
11.0618	589.831	44.4292	13374.4	10.2043	1484.29	31.0992
11.0664	804.65	45.4767	19124.6	9.74018	1890.56	33.7636
11.0709	867.152	47.173	25748.8	9.20398	1984.31	30.934
11.0754	1007.78	45.1786	26748.8	10.3846	2296.82	38.1315
11.08	1132.79	45.8169	33249.1	8.81802	2546.83	36.5806
11.0845	1289.04	40.49	39249.2	9.01047	3031.09	32.9062
11.089	1421.79	43.1988	185989	5.21433	3093.59	35.174
11.0936	1578.05	42.7402	185989	5.39003	3656.12	35.3436
11.0981	1828.06	45.0661	209990	5.31236	3968.63	34.0775
11.1026	1921.81	43.8447	217991	5.45902	5031.15	32.9878
11.1072	2140.57	44.3466	237992	5.13277	4843.65	35.2961
11.1117	2359.32	45.8744	253992	5.32745	5343.66	35.1206

Tabla 4.12: Tabla comparativa de 50 puntos en frecuencia entre las potencias de ruptura del filtro de aluminio, oro y plata y sus respectivos órdenes de multipactor.

Para finalizar, tanto el umbral de potencia del filtro de aluminio como el de plata tienen

#### 4.4 Filtro paso-banda con tornillos de sintonía

---

una trayectoria muy similar, en donde la potencia de ruptura es menor en los límites del ancho de banda. Sin embargo, si nos fijamos en el orden, el filtro fabricado con plata presenta unos valores muchísimo mayores que el de aluminio. En el caso del filtro fabricado en oro no ocurre esto, sino que su trayectoria no es uniforme y hay numerosas pendientes de subida y bajada. Tanto es así que incluso en el interior de la banda de paso se observa uno de los valores más bajos en cuanto a la potencia de ruptura se refiere. Para explicar este comportamiento haremos uso de la Figura 4.35.

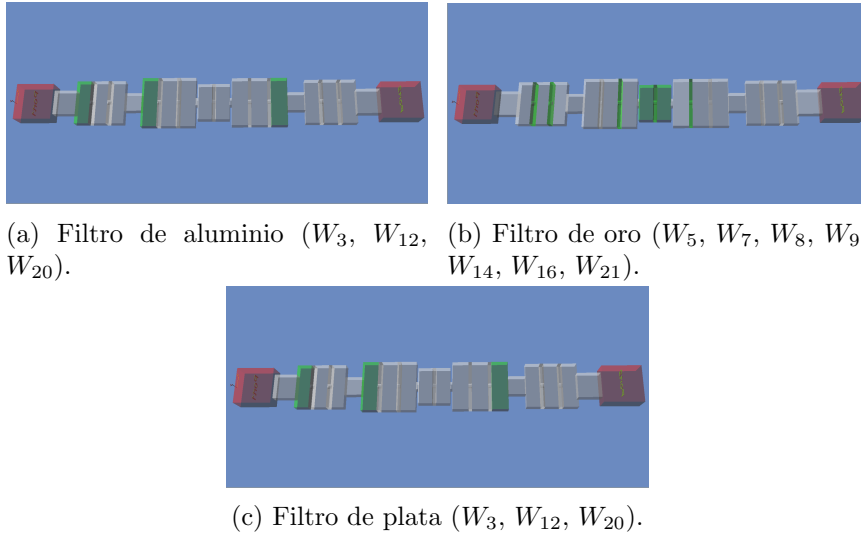


Figura 4.35: Representación en la estructura del filtro las cavidades implicadas en los valores mínimos de potencia que conforman el umbral de multipactor.

A lo largo de todo el barrido en frecuencia empleado para el análisis de multipactor, nos damos cuenta de que las zonas donde hay un tornillo de sintonía no contribuyen al umbral mínimo de potencia ya que hay cavidades que hacen que el fenómeno de ruptura aparezca antes que aquí en los filtros en los que se ha empleado un material de aluminio y plata. No obstante, las zonas de los tornillos sí que contribuyen fuertemente en el mínimo umbral de potencia en el filtro de oro. Esto se explicaría porque al tener un *SEY* mucho mejor, el fenómeno de ruptura sería más probable en zonas con un *gap* menor, que son precisamente las zonas donde se encuentran los tornillos.

## 4.5. Filtros paso-banda diseñados mediante la herramienta de síntesis de *FEST3D*

La presente sección nace tras algunos de los resultados que se obtuvieron durante la realización de este proyecto. Durante este periodo se observó que, al hacer uso de la herramienta de síntesis de filtros paso-banda que nos proporciona el software de simulación *FEST3D* para diseñar determinados filtros *in-line*, los resultados arrojados en cuanto a comportamiento del umbral de potencia eran cuanto menos sorprendentes y aparentemente carentes de toda lógica. Es por ello que se desea esclarecer un poco más si dichos resultados son legítimos o se deben a algún tipo de error a la hora de llevar a cabo la simulación.

Para todo ello se ha diseñado mediante esta herramienta un filtro *in-line* de orden 5, representado en la Figura 4.36, al que le haremos su correspondiente estudio de multipactor y al que le haremos modificaciones en cuanto a su estructura y parámetros de simulación, para ver de qué manera se comportan esas supuestas anomalías.

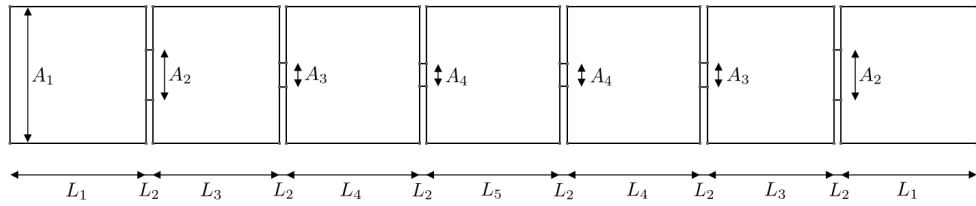


Figura 4.36: Esquema del filtro de orden 5. Dimensiones (mm):  $A_1 = 19,05$ ,  $A_2 = 7,024$ ,  $A_3 = 3,394$ ,  $A_4 = 3,075$ ,  $L_1 = 19,05$ ,  $L_2 = 1$ ,  $L_3 = 17,705$ ,  $L_4 = 18,63$ ,  $L_5 = 18,669$ .

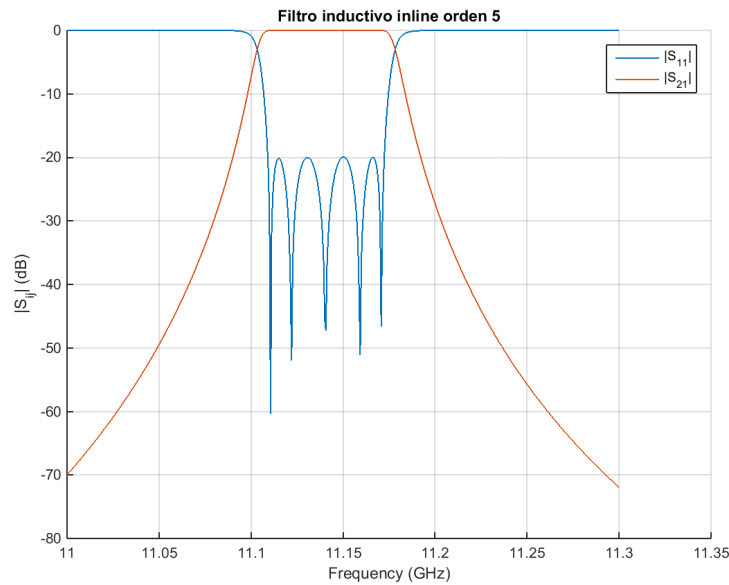


Figura 4.37: Respuesta del filtro inductivo *in-line* de orden 5.

#### 4.5 Filtros paso-banda diseñados mediante la herramienta de síntesis de *FEST3D*

Tras ello debemos comprobar que la respuesta del filtro coincide con los parámetros introducidos en la herramienta de síntesis. La respuesta que, se muestra en la Figura 4.37, presenta un ancho de banda de 0,07 GHz en torno a una frecuencia central  $f_0 = 11,14$  GHz y unas pérdidas de inserción por debajo de los 20 dB.

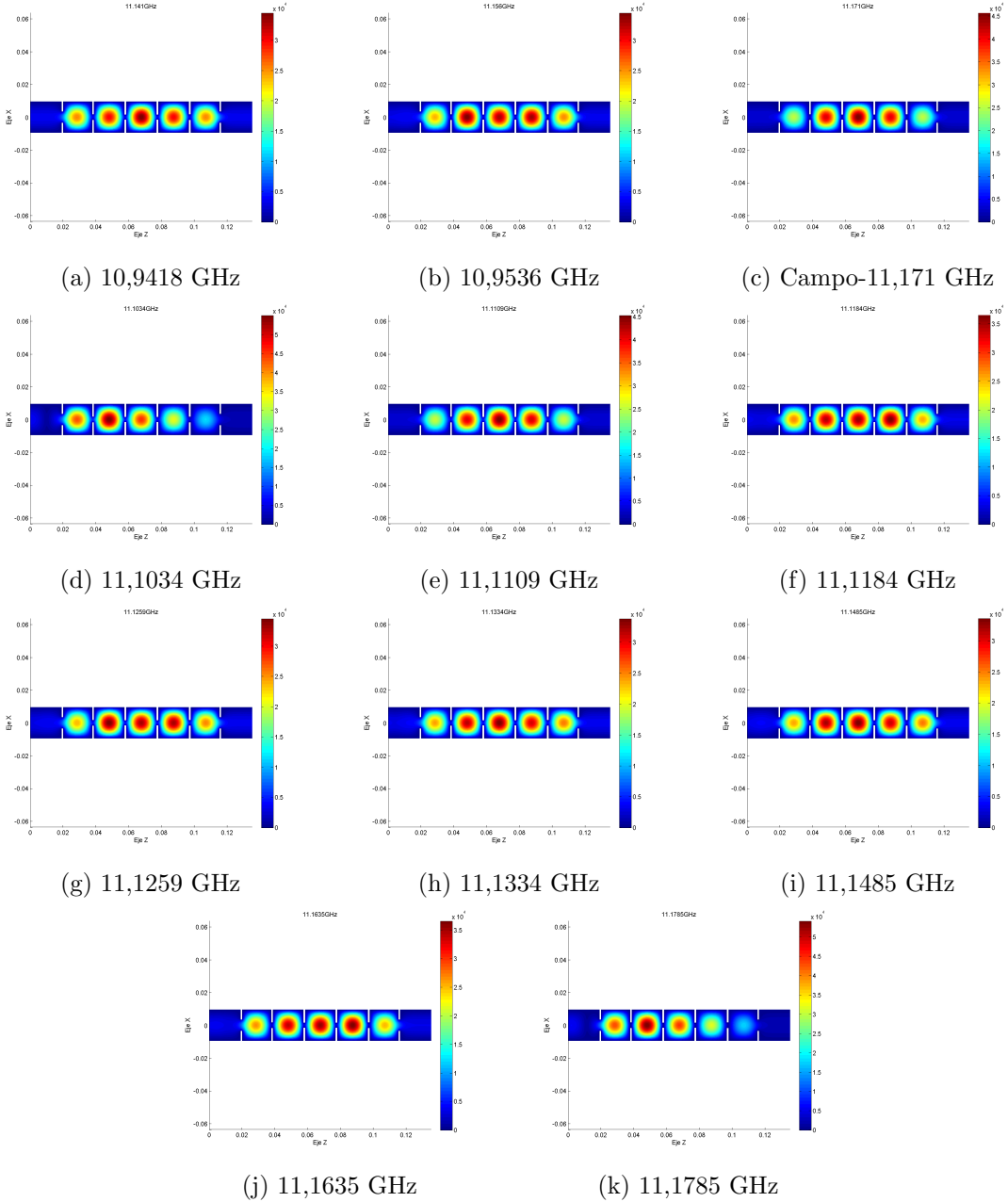


Figura 4.38: Muestras de campo eléctrico del filtro inductivo *in-line* de orden 5.

Una vez se ha conseguido la respuesta deseada, es adecuado ver el comportamiento de campo eléctrico a lo largo de su banda de paso. Para ello se han tomado 11 puntos en frecuencia dentro de ésta de forma que tengamos una buena estimación de qué cavidades presentan una

mayor intensidad de campo ya que éste está fuertemente ligado a la aparición de multipactor.

La Figura 4.38 muestra precisamente esas 11 muestras en frecuencia tomadas dentro de su banda de paso. En ellas observamos que desde la frecuencia de corte inferior y en toda la banda de paso son los tres resonadores centrales los que presentan mayor intensidad de campo eléctrico. No es hasta que llegamos a la frecuencia de corte superior cuando nos damos cuenta de que los resonadores con mayor intensidad de campo son los tres primeros, presentando el segundo de ellos el máximo de valor de campo eléctrico.

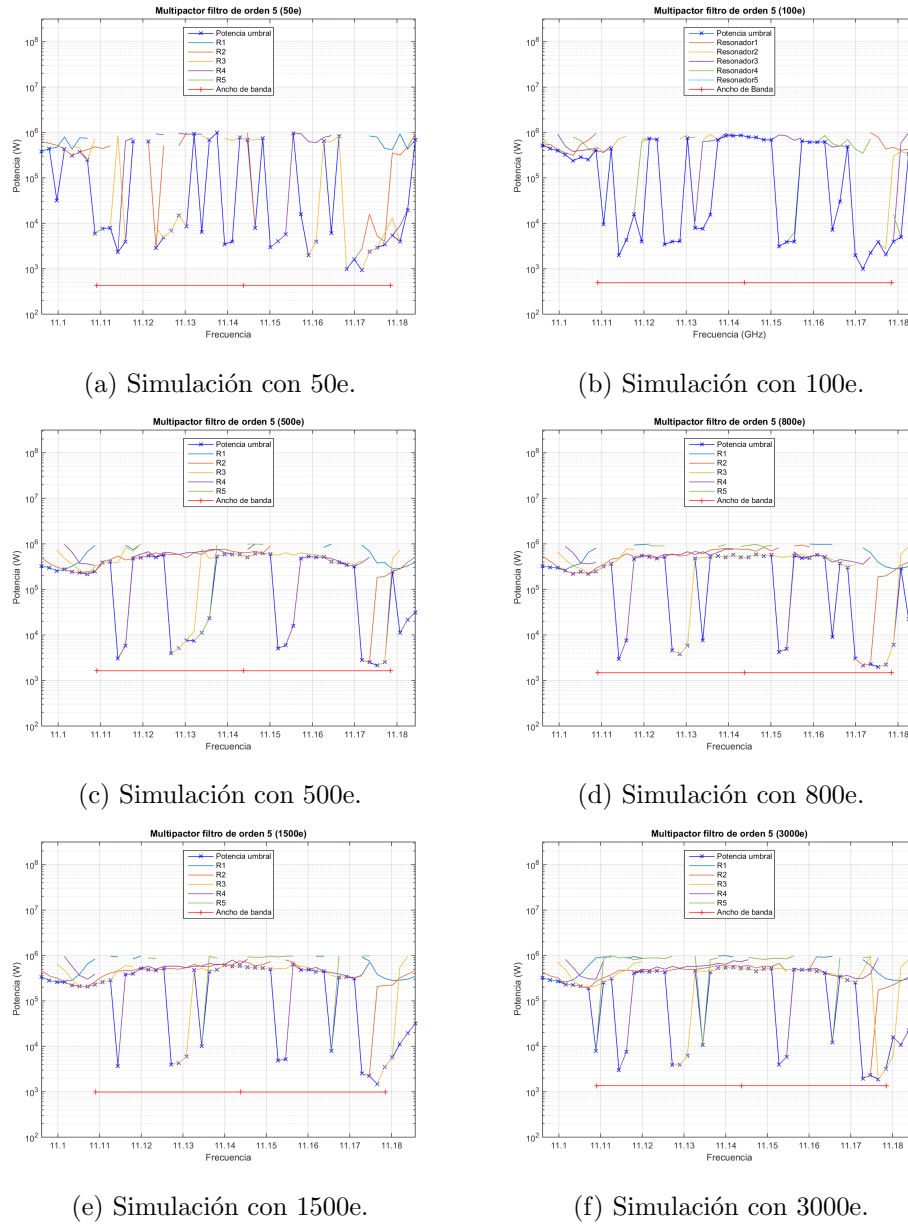


Figura 4.39: Resultados tras el análisis de multipactor de un filtro inductivo *in-line* de orden 5 con distinto número de electrones iniciales.

#### 4.5 Filtros paso-banda diseñados mediante la herramienta de síntesis de *FEST3D*

Una vez visto cómo se comporta el campo dentro de toda la banda de paso, llega el momento de realizar el correspondiente estudio de multipactor. Para ello se ha utilizado el software de simulación *FEST3D*. Los parámetros de simulación empleados para esta primera prueba han sido los que hemos escogido en la mayoría de secciones en este trabajo, es decir, un barrido en frecuencias (más extensa que el ancho de banda del filtro para ver cómo se comporta fuera de la banda de paso) de 50 puntos y un SEY correspondiente al material de aluminio. En cuanto al número de electrones iniciales se hicieron varias pruebas tomando distinto número de éstos. Los resultados de las simulaciones se pueden ver en la Figura 4.39, en donde apreciamos que no se soluciona el problema de esos supuestos picos en la potencia de ruptura en ningún caso. Lo único que se puede apreciar a primera vista es que, con un número muy bajo de electrones iniciales para la simulación (véanse las Figuras 4.39a y 4.39b), los resultados salen mucho más imprecisos que cuando empleamos 500 o más electrones iniciales, de hecho a partir de estos valores a penas se aprecian cambios entre unos umbrales y otros.

Si hacemos una tabla comparativa entre la potencia de ruptura llevada a cabo por cada resonador y el orden de multipactor nos daremos cuenta que ocurre el mismo fenómeno que veíamos en la sección 4.3 de este capítulo, y es que en los puntos en frecuencia donde la potencia de ruptura da lugar a uno de estos picos anómalos, a su vez, el orden de multipactor alcanza un altísimo valor en comparación con los puntos en frecuencia donde el fenómeno de ruptura no es anómalo. Para ello se muestra la Tabla 4.13 donde hemos tomado de ejemplo la simulación con 3000 electrones iniciales.

Frecuencia	Orden de multipactor					Potencia de ruptura				
11.0961	2.98634	3.17182				321994	427981			
11.0979	2.96404	3.25837				289993	355978			
11.0998	3.01433	2.62509	2.4127			269993	321994	702584		
11.1016	3.13429	2.70282	2.28728	3.09263		261992	229991	483983	809339	
11.1034	3.0728	2.52967	2.8523	3.24836		289993	225991	281993	546299	
11.1052	2.87623	2.94736	3.03467	3.06641		387979	209990	209990	347977	
11.1071	2.88659	3.07649	2.93288	3.06007		607301	189989	201990	305993	
11.1089	2.98271	2.76429	3.11017	2.91815	23.7087	885592	269993	213991	301993	7937.25
11.1107	2.81291	2.93624	3.03871	1.25359	2.48114	931344	321994	253992	763587	855091
11.1126	2.87309	3.00354	2.99333		2.53594	931344	379979	309994		992346
11.1144		3.10682	2.43001	23.1297	2.9188		467983	419981	2968.59	885592
11.1162	2.96198	2.92925	2.36701	14.6677	2.83335	870342	475983	475983	7687.25	916093
11.118	2.61723	2.98007	1.60979	3.1779	3.11559	946594	459983	672082	403980	809339
11.1199	2.97307	2.92224	1.98254	3.00915	2.04556	870342	451982	733085	499984	855091
11.1217		3.19107		2.89432	3.03715		443982		475983	885592
11.1235	2.89555	3.03519		2.5447	2.844	992346	459983		561550	885592
11.1254		3.03549		2.96676	2.90915		435982		499984	855091
11.1272		3.0273	23.2361	2.71374	2.64548		483983	3906.12	576800	961845
11.129		3.14497	26.7754	3.11232			515798	3968.63	523424	
11.1308		3.00852	19.0281	3.1302			491984	6187.18	576800	
11.1327		3.23879	3.10655	2.8678	2.48355		491984	459983	569175	992346
11.1345		3.16889	3.06872	2.90634	17.5632		523424	451982	592050	10687.3
11.1363		3.06403	3.10446	3.19081	3.08277		553924	435982	614926	809339
11.1382	2.84258	2.947	2.91052	2.84493	2.59401	977095	614926	531049	672082	885592
11.14	2.76922	3.00738	2.44211	2.87894		992346	584425	538674	637801	
11.1418	2.91488	2.99284	2.43352	2.86803		931344	599675	546299	763587	
11.1436		2.90124	2.8261	2.63971			576800	523424	733085	

Frecuencia	Orden de multipactor					Potencia de ruptura				
11.1455		3.19728	2.62475	2.36074	3.29582		607301	515798	809339	916093
11.1473		3.09584	3.06792		3.0379		531049	451982		855091
11.1491		2.72517	3.23109		3.15169		584425	507984		824590
11.151		2.64596	3.35323		3.13355		569175	523424		855091
11.1528		2.2144	3.14245	24.3354	2.91013		672082	515798	3968.63	870342
11.1546		3.17028	3.03126	21.9453	3.0085		443982	491984	5812.16	839840
11.1564			3.11943	2.92548	2.86622			491984	523424	992346
11.1583			3.05087	2.97885				483983	467983	
11.1601		2.87441	3.01246	2.97751			507984	475983	499984	
11.1619	2.6911	1.33372	3.12934	2.45363		931344	961845	451982	515798	
11.1638	3.06381		3.06638	2.82917		916093		411981	411981	
11.1656	2.91354	1.94658	3.08495	3.41991	14.5143	961845	717835	395980	363978	12124.4
11.1674			3.04871	3.11035	3.3024			341994	341994	900843
11.1692	2.90572		3.13519	3.32473		946594		285993	363978	
11.1711			2.98926	3.13337				253992	313994	
11.1729	2.81329	20.4666	1.62751	3.17685	3.27089	809339	1953.06	451982	313994	900843
11.1747	2.63411	20.0771	0.997161	2.574	3.18341	607301	2328.07	992346	395980	931344
11.1766	3.19534	3.11199	23.7537	1.29625		403980	173989	1859.31	885592	
11.1784	3.11977	2.99325	17.0378		309994	193990	3156.1			
11.1802	3.03671	3.23338	14.9046	15.8003		285993	225991	6312.19	15874.5	
11.182	3.105	2.93429	3.13332	23.1489		281993	273993	546299	10874.3	
11.1839	2.97234	3.11492	3.01213	22.3894		309994	333994	824590	22248.6	
11.1857	3.23298	3.11364		29.6648		317994	435982		35249.1	

Tabla 4.13: Tabla comparativa de 50 puntos en frecuencia entre las potencias de ruptura del filtro de orden 5 de aluminio y sus respectivos órdenes de multipactor.

Lo siguiente en probar es un filtro de las mismas características pero de orden inferior. En la Figura 4.40 se muestra el diseño un filtro de orden 3 que mantiene el mismo ancho de banda en torno a la misma frecuencia central que el de orden 5 y unas pérdidas de retorno en torno a 20 dB. Su respuesta en frecuencia puede verse también en la Figura 4.41.

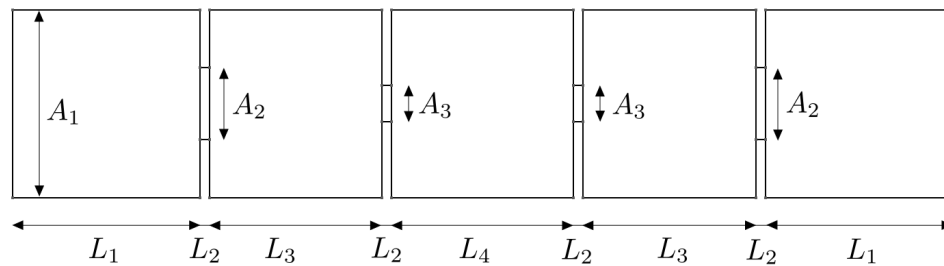


Figura 4.40: Diseño del filtro inductivo *in-line* de orden 3. Dimensiones (mm):  $A_1 = 19,05$ ,  $A_2 = 7,294$ ,  $A_3 = 3,698$ ,  $L_1 = 19,05$ ,  $L_2 = 1$ ,  $L_3 = 17,547$ ,  $L_4 = 18,494$ .

A este filtro se le ha hecho su correspondiente estudio de campo eléctrico que se muestra en la Figura 4.42. En ella se puede ver como a frecuencias cercanas a las de corte los dos primeros resonadores presentan una mayor intensidad de campo que en el tercer resonador. No es hasta que nos acercamos a la frecuencia central cuando el campo eléctrico en el tercer resonador se hace más intenso. Dentro de la banda de paso el pico de intensidad máxima de campo reside

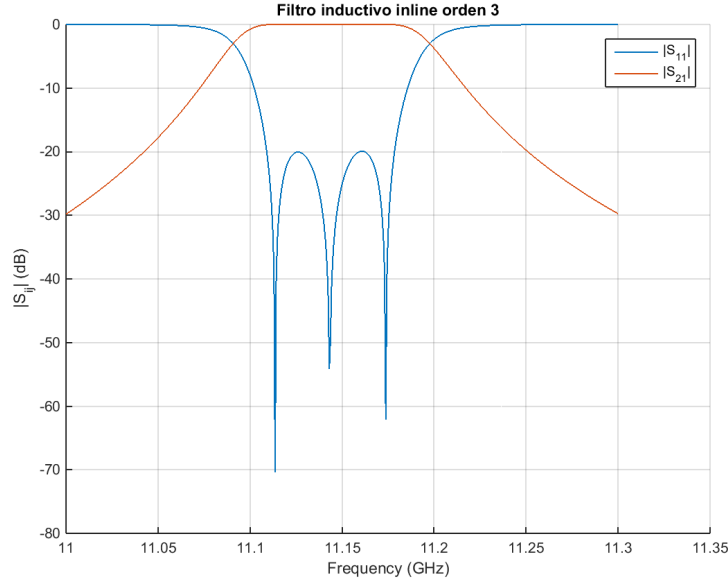


Figura 4.41: Respuesta del filtro inductivo *in-line* de orden 3.

en todo momento en el segundo resonador.

Una vez llevado a cabo el correspondiente análisis de campo dentro de la banda de paso del filtro, llega la hora de realizar un estudio multipactor para comprobar si filtros de menor orden diseñados con la herramienta de síntesis de *FEST3D* presentan esos picos anómalos de potencia de ruptura. Para este caso particular hemos realizado sólo dos simulaciones variando el número de electrones iniciales. La Figura 4.43 muestra el resultado tras la simulación de multipactor utilizando para ello un número de electrones iniciales de 500 y 800 y un material de aluminio.

Como se puede comprobar las soluciones obtenidas tras las simulaciones demuestran que el número de picos de potencia de ruptura anómalos disminuye, sin embargo la curva umbral, sin tener en cuenta estos picos de potencia, no se corresponde con la respuesta típica que se debería de obtener con este tipo de filtros. En teoría a frecuencias cercanas a la de corte el umbral de multipactor debería presentar valores de potencia de ruptura menores que dentro de la banda de paso y, fuera de la banda, el umbral volvería a ser creciente. Como podemos ver eso no sucede en ningún caso, si no que lo que observamos es prácticamente un umbral que se comporta como una recta que a penas presenta variaciones tanto dentro como fuera de la banda de paso. Esto podría hacernos pensar que el umbral correcto es el que representan los picos ya que alcanzan valores típicos vistos en este tipo de filtros tanto en potencia como en orden y que, ocurre al simular filtros *in-line* inductivos con un ancho de banda estrecho.

El último recurso empleado en este trabajo para, el estudio de la mitigación de estos picos de potencia observados a la hora de hacer uso de la herramienta de síntesis de filtros paso-banda de *FEST3D*, ha sido un análisis con un material con distinto *SEY*. En nuestro caso, volvimos a retomar el filtro de orden 5 anterior pero esta vez la simulación la realizamos considerando su fabricación en oro, que es el material que mejores resultados en lo que a multipactor se refiere



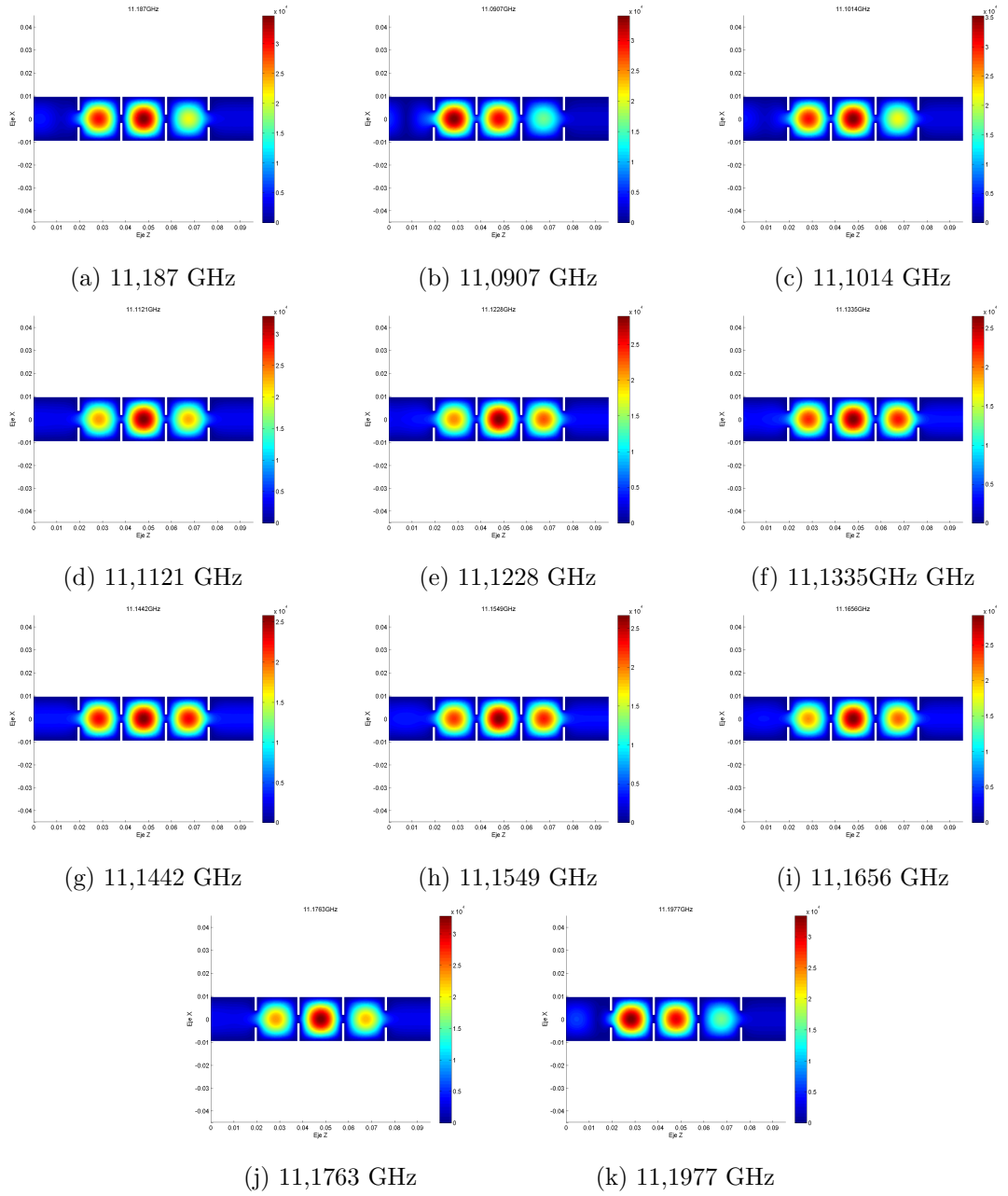
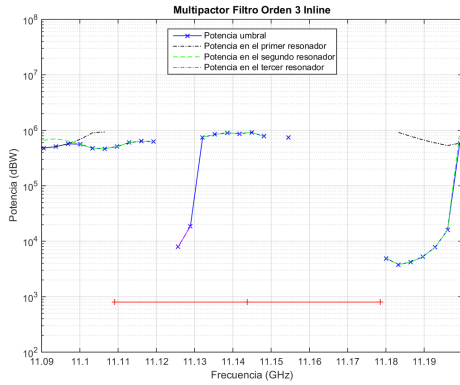


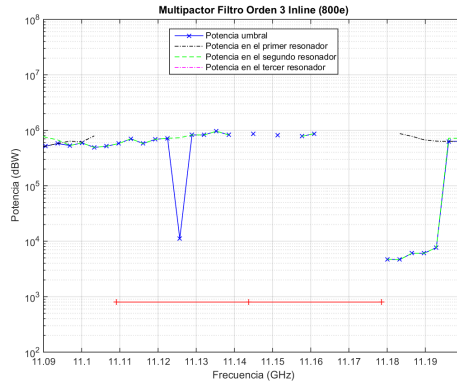
Figura 4.42: Muestras de campo eléctrico del filtro inductivo *in-line* de orden 3.

ofrece debido a su bajo *SEY*.

#### 4.5 Filtros paso-banda diseñados mediante la herramienta de síntesis de *FEST3D*



(a) Simulación con 500e.



(b) Simulación con 800e.

Figura 4.43: Resultados tras el análisis de multipactor de un filtro inductivo *in-line* de orden 3 con distinto número de electrones iniciales.

En la Figura 4.44 se muestra el resultado de la simulación del filtro inductivo *in-line* de quinto orden en el que se ha empleado un material de oro para su diseño. Además se han empleado 500 electrones iniciales para llevarla a cabo.

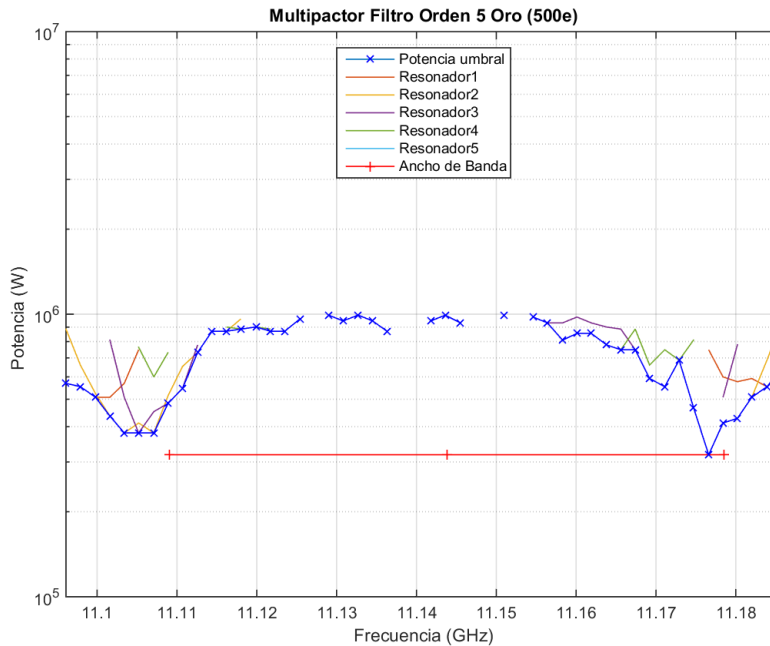


Figura 4.44: Respuesta del filtro de oro inductivo *in-line* de orden 5.

Finalmente el uso de un *SEY* menor que mejore la respuesta umbral de multipactor ha resultado favorable a la hora de mitigar esos picos de potencia anómalos y ese comportamiento nada habitual que se obtuvo en los casos anteriores. En el caso de la Figura 4.44 ya se puede ver una forma que resultará más familiar en el comportamiento del umbral de multipactor en

este tipo de filtros. Se puede verificar que en las regiones cercanas a las frecuencias de corte se experimenta un notable descenso del umbral y será ese el límite de potencia permisible a la hora de la transmisión. Por otro lado, dentro de la banda de paso el umbral se mantiene más alto llegando hasta los  $10^6$  W. También, como dato final, se comprueba como fuera de la banda de paso, el umbral toma de nuevo un carácter creciente.

Para acabar esta sección del trabajo llevaremos a cabo la comparativa entre las potencias umbrales aportadas por cada resonador y el orden de multipactor en cada uno.

Frecuencia	Orden de multipactor					Potencia de ruptura				
11.0961	569175	885592				1.83707	1.69628			
11.0979	553924	660676				1.83751	1.80973			
11.0998	507984	523424				1.94834	1.5368			
11.1016	507984	435982	809339			1.79335	1.76463	1.70958		
11.1034	569175	379979	507984			1.74022	1.69223	1.81908		
11.1052	748336	411981	379979	763587		1.60039	1.44897	1.77565	1.64138	
11.1071		379979	451982	599675			1.65066	1.6049	1.7178	
11.1089		515798	483983	733085			1.58479	1.65168	1.36892	
11.1107		653051	546299				1.66074	1.88649		
11.1126		733085	778838				1.6806	1.48394		
11.1144		870342					1.61648			
11.1162		870342		900843			1.97634		1.60222	
11.118		961845		885592			1.52247		1.99654	
11.1199				900843					1.69794	
11.1217		870342		885592			1.69451		1.97713	
11.1235		870342					1.78579			
11.1254				961845					2.02759	
11.1272										
11.129		992346					1.75383			
11.1308			946594					1.66276		
11.1327		992346	992346				1.72878	1.62094		
11.1345			946594					1.82069		
11.1363			870342					1.68308		
11.1382										
11.14										
11.1418			946594					1.67751		
11.1436			992346					1.79428		
11.1455			931344					1.69681		
11.1473										
11.1491										
11.151			992346					1.76431		
11.1528										
11.1546			977095					1.83568		
11.1564			931344					1.78427		
11.1583			931344	809339				1.79208	1.84905	
11.1601			977095	855091				1.80407	2.0586	
11.1619			931344	855091				1.64388	1.77198	
11.1638			900843	778838				1.66042	1.78989	
11.1656			885592	748336				1.57713	1.95159	
11.1674			748336	885592				1.8171	1.45967	
11.1692			592050	660676				1.71175	1.80102	
11.1711			553924	748336				1.85413	1.59963	
11.1729				687333					1.51701	

#### 4.5 Filtros paso-banda diseñados mediante la herramienta de síntesis de *FEST3D*

---

Frecuencia	Orden de multipactor					Potencia de ruptura				
11.1747		467983		809339		1.44369		1.60935		
11.1766	748336	317994				1.96385	1.858			
11.1784	599675	411981	507984			1.85493	1.6144	1.79326		
11.1802	576800	427981	778838			1.71757	1.61008	1.74605		
11.182	592050	507984				1.82233	1.76537			
11.1839	553924	687333				1.77376	1.76141			
11.1857	637801	931344				1.87337	1.58991			

Tabla 4.14: Tabla comparativa de 50 puntos en frecuencia entre las potencias de ruptura del filtro de oro y sus respectivos órdenes de multipactor.

La Tabla 4.14 muestra dicha comparativa en la que se puede ver que al no producirse picos de potencia de ruptura tan abruptos tampoco se ven alterados los órdenes de multipactor en ninguno de los puntos en frecuencia.

## 4.6. Filtros paso-bajo corrugados con dieléctricos en los iris

En el ámbito de las comunicaciones por satélite, los filtros paso-bajo son componentes muy importantes usados habitualmente a la entrada y a la salida para rechazar las bandas espurias de los filtros paso-banda. Debido a que presentan un *gap* muy pequeño, éstos filtros son propicios a sufrir fenómenos de ruptura consecuentes de la alta potencia. En esta sección dejamos de lado el estudio de multipactor de los filtros paso-banda y nos centramos en los filtros paso-bajo corrugados presentados en [27], cuyo fin es mejorar el umbral de multipactor con respecto al de otros filtros que presentan respuestas similares. Los filtros se basan en un equivalente circuital en el que la sección del condensador, modelada con iris rectangulares, está rellena con bloques dieléctricos con una permitividad relativa muy baja. También es importante que estos bloques dieléctricos toquen las paredes superior e inferior de los iris ya que esto impide el movimiento de los electrones en las regiones críticas correspondientes a pequeños huecos en las secciones del condensador. La Figura 4.45 muestra el diseño de los filtros.

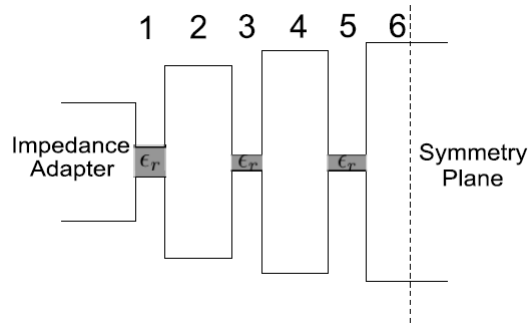


Figura 4.45: Diseño de los filtros paso-bajo corrugados de orden 11 con longitud eléctrica  $\theta_c = 30^\circ$  y permitividad relativa variable.

Se llevará a cabo el estudio de cuatro filtros a los que se les corresponden dieléctricos distintos. En la Tabla 4.15 quedan reflejadas las características estructurales de cada uno.

Elem. i	$H(\epsilon_r = 1) \quad L(\epsilon_r = 1)$		$H(\epsilon_r = 1,2) \quad L(\epsilon_r = 1,2)$		$H(\epsilon_r = 2) \quad L(\epsilon_r = 2)$		$H(\epsilon_r = 2,8) \quad L(\epsilon_r = 2,8)$	
1, 11	1.822	2.000	2.137	2.000	3.263	2.000	4.280	2.000
2, 10	8.510	10.767	8.510	10.705	8.510	10.486	8.510	10.289
3, 9	1.022	2.000	1.234	2.000	2.016	2.000	2.729	2.000
4, 8	9.434	10.878	9.434	10.828	9.434	10.662	9.434	10.514
5, 7	0.934	2.000	1.139	2.000	1.877	2.000	2.547	2.000
6	9.581	10.883	9.581	10.835	9.581	10.685	9.581	10.537

Tabla 4.15: Dimensiones (mm) de los elementos que componen los filtros corrugados de orden 11 y longitud eléctrica  $\theta_c = 30^\circ$  para cada una de las permitividades relativas consideradas.

Como se puede apreciar en la Figura 4.46, la frecuencia de corte está en 5,5 GHz mientras que el nivel de reflexión está especificado que sea menor que -20 dB. En todos los casos el filtro,

#### 4.6 Filtros paso-bajo corrugados con dieléctricos en los iris

tanto dentro como fuera de la banda de paso, presenta una respuesta muy similar con un rango libre de espurios que se extiende hasta los 14 GHz.

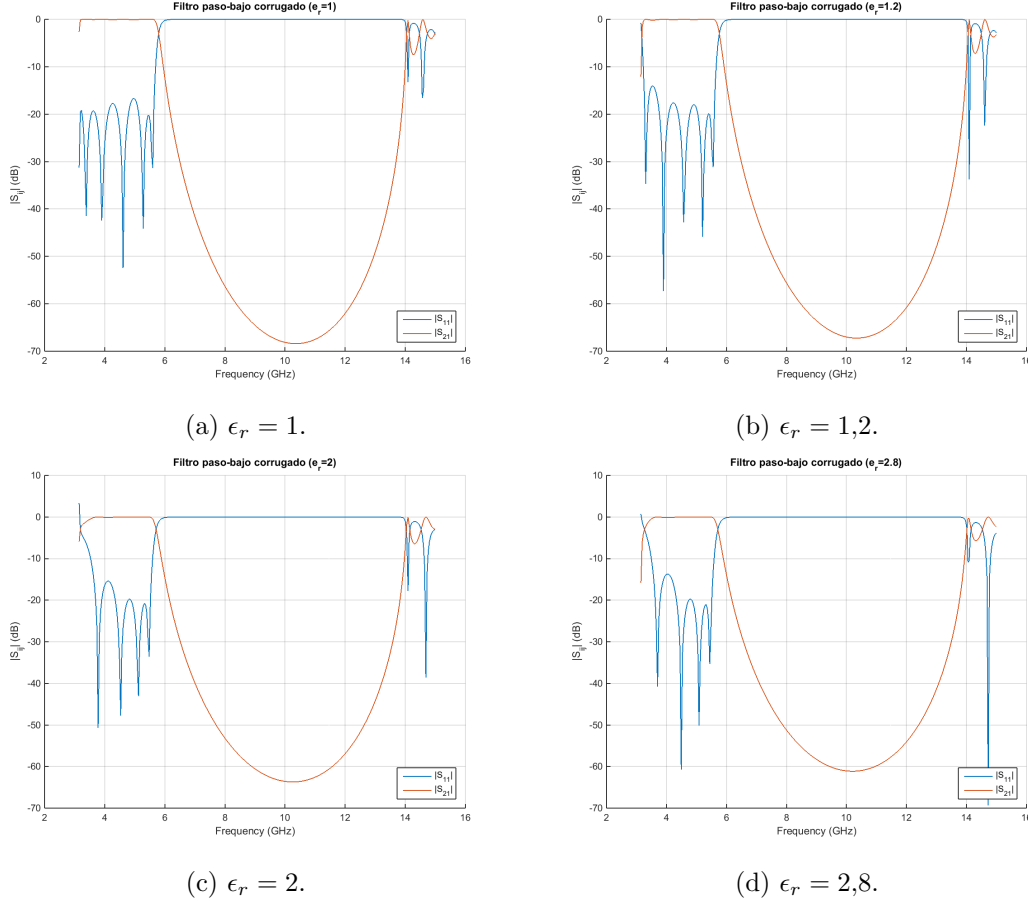


Figura 4.46: Respuesta de los filtros de orden 11 corrugados con diferentes permitividades y longitud eléctrica  $\theta_c = 30^\circ$ .

A continuación llevaremos a cabo un estudio de multipactor. Para el análisis se ha empleado una *SEY* correspondiente al material de aluminio por ser el caso más restrictivo. Además para la simulación se han tomado 50 puntos en frecuencia y 500 electrones iniciales. La Figura 4.47 muestra el comportamiento de la curva umbral de potencia que se origina tras analizar cada filtro. En ella se puede apreciar cómo en éste tipo de filtros la potencia umbral adopta un comportamiento de pendiente creciente a medida que aumenta la frecuencia. Si nos fijamos, dicha pendiente disminuye cuanto mayor es el dieléctrico del filtro, es por ello que podríamos señalar que con un dieléctrico de  $\epsilon_r = 2,8$  tendríamos la peor respuesta en cuanto a potencia de ruptura.

Es conveniente señalar también que el análisis de alta potencia se ha realizado sobre aquellas cavidades que no contenían dieléctrico ya que el fenómeno de multipactor solo ocurre en entornos de vacío. Es por ello que las dimensiones de las cavidades que no contienen dieléctrico en el filtro con  $\epsilon_r = 2,8$  son, a efectos prácticos, más pequeñas, por ello la potencia necesaria para el desprendimiento de electrones del material será menor.

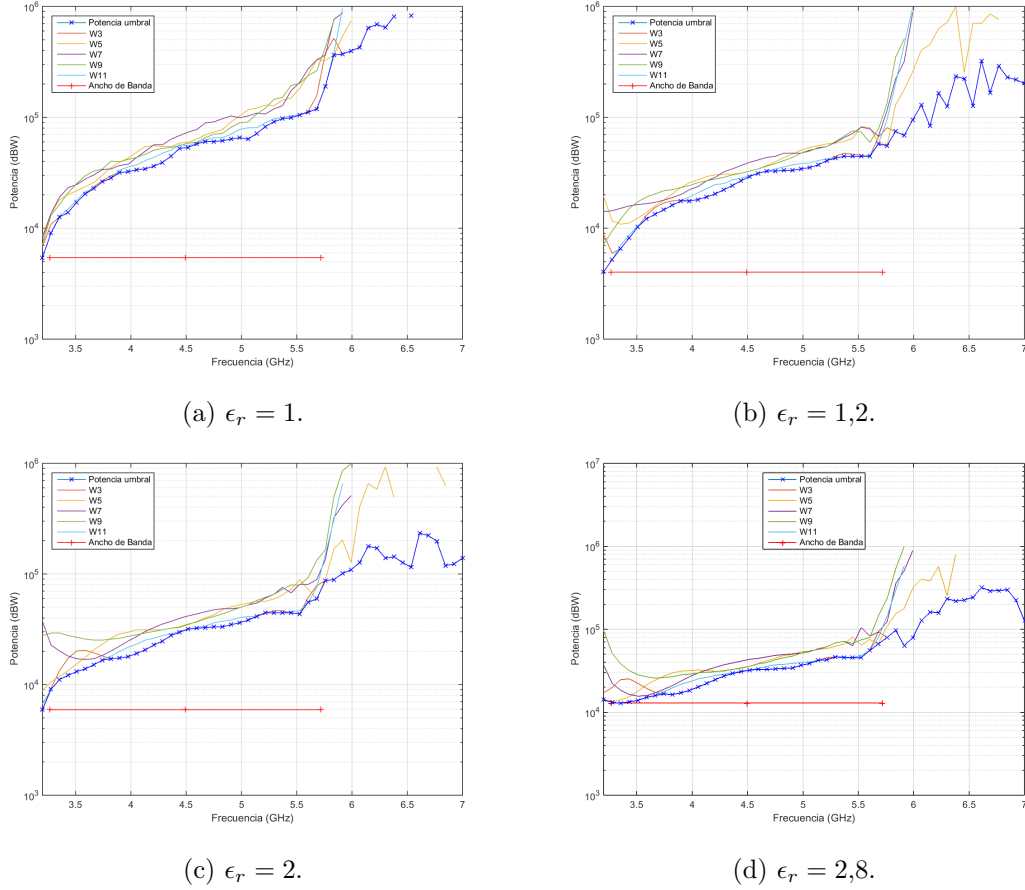


Figura 4.47: Potencia umbral de los filtros de orden 11 corrugados con diferentes permitividades y longitud eléctrica  $\theta_c = 30^\circ$ .

Por último se llevará a cabo una comparativa (mostrada en la Tabla 4.16) entre la potencia umbral de cada uno de los filtros y el orden de multipactor para cada uno de los 50 puntos en frecuencia en los que se realizó el análisis.

Frecuencia	PR $\epsilon_r = 1$	Orden $\epsilon_r = 1$	PR $\epsilon_r = 1,2$	Orden $\epsilon_r = 1,2$	PR $\epsilon_r = 2$	Orden $\epsilon_r = 2$	PR $\epsilon_r = 2,8$	Orden $\epsilon_r = 2,8$
3.2	5437.14	20.4659	4031.13	23.0427	6687.21	23.0556	14124.4	21.6582
3.27755	9062.28	19.4409	5218.66	26.0202	9062.28	24.0103	13124.4	24.7589
3.3551	12624.4	22.7627	6562.2	24.6999	11124.3	25.1221	12874.4	25.0268
3.43265	13874.4	24.4692	8187.26	25.852	12124.4	25.0623	13374.4	26.8592
3.5102	17124.5	24.6333	10312.3	27.8478	13124.4	26.306	13874.4	27.2079
3.58776	20374.6	20.7016	12124.4	26.3539	13874.4	27.9099	15124.5	27.4446
3.66531	22748.6	22.7017	13374.4	29.9267	15124.5	29.6205	15874.5	28.2461
3.74286	26248.8	23.7066	14624.5	29.7403	16624.5	27.7742	16624.5	30.448
3.82041	28248.9	24.775	16124.5	27.9425	17124.5	28.9185	16374.5	27.737
3.89796	31749	24.7143	17624.6	31.2879	17374.6	29.6938	17124.5	29.5713
3.97551	32249	23.5747	17624.6	31.6878	17874.6	29.7157	18374.6	31.8612

#### 4.6 Filtros paso-bajo corrugados con dieléctricos en los iris

Frecuencia	PR $\epsilon_r = 1$	Orden $\epsilon_r = 1$	PR $\epsilon_r = 1,2$	Orden $\epsilon_r = 1,2$	PR $\epsilon_r = 2$	Orden $\epsilon_r = 2$	PR $\epsilon_r = 2,8$	Orden $\epsilon_r = 2,8$
4.05306	33749.1	23.7756	18124.6	32.6555	19124.6	32.8942	20124.6	33.8993
4.13061	34249.1	22.3964	19124.6	33.9956	20624.6	30.0578	22248.6	33.7664
4.20816	36249.1	27.097	20374.6	33.4207	22748.6	33.8005	24748.7	31.837
4.28571	39249.2	23.7865	22248.6	33.2923	24748.7	32.1171	27248.9	31.085
4.36327	44497.2	28.1462	24248.7	36.4922	27748.9	33.6292	29248.9	37.2391
4.44082	52497.6	26.3617	26748.8	34.2824	29748.9	35.18	30749	35.8911
4.51837	53497.7	25.5193	29248.9	37.3115	31749	33.8596	32249	34.6424
4.59592	57497.8	30.7657	31249	39.1036	32249	36.9445	32749	36.7069
4.67347	60497.9	30.7979	32749	39.7335	32749	34.6446	32749	35.2471
4.75102	60497.9	30.2769	32749	37.117	33249.1	37.4782	33249.1	38.4086
4.82857	61498	28.5589	33249.1	38.0337	33249.1	38.4935	33749.1	37.8126
4.90612	63498	29.154	33249.1	40.1205	34749.1	36.5241	34249.1	37.0363
4.98367	65498.1	28.8149	34249.1	39.105	36249.1	39.1773	36749.1	40.4734
5.06122	63498	29.1748	35249.1	38.7572	38249.2	37.4612	38749.2	41.1838
5.13878	71498.3	31.9532	37249.2	38.4739	41249.2	41.3588	42249.3	44.8911
5.21633	82498.5	34.9257	40749.2	44.2066	44497.2	42.7087	42749.3	40.3583
5.29388	90994.5	33.9342	42749.3	43.3811	44497.2	39.8803	46497.3	40.3026
5.37143	96994.8	43.5868	44497.2	44.8886	44497.2	44.5171	45497.3	45.6382
5.44898	98994.9	35.3558	44497.2	41.7339	44497.2	39.3037	45497.3	43.3628
5.52653	104995	41.6589	44497.2	41.8772	43497.1	43.4292	45497.3	43.805
5.60408	110995	40.9319	44497.2	43.9019	55497.7	38.6919	55497.7	39.5587
5.68163	118996	37.2684	57497.8	2.218	75498.3	40.092	79498.4	37.5539
5.75918	189989	40.3079	80498.4	12.3718	86994.3	4.22043	79498.4	8.23645
5.83673	363978	17.4193	74498.3	6.45456	88994.4	10.5093	96994.8	15.9049
5.91429	371978	22.3831	68498.2	6.56689	100995	6.85588	63498	9.36334
5.99184	395980	17.1881	94994.7	3.67703	108995	6.6685	79498.4	10.4967
6.06939	427981	6.88928	128996	15.3522	126996	11.0879	126996	4.3302
6.14694	637801	8.09967	83498.5	25.1349	177989	15.7927	160997	9.75712
6.22449	687333	6.48303	164997	9.52198	170997	8.94629	158997	15.6894
6.30204	645426	0	124996	5.14543	138996	1.84535	233991	8.71954
6.37959	809339	12.5013	233991	17.8026	142997	1.7264	217991	8.37484
6.45714			221991	4.72827	126996	4.17514	225991	9.58672
6.53469	824590	9.00478	126996	7.20167	114996	12.6335	241992	10.063
6.61224			321994	32.2436	233991	14.809	317994	17.7894
6.6898			166997	3.0577	221991	4.72549	289993	0.702113
6.76735			289993	4.27318	197990	15.6934	293993	7.9838
6.8449			229991	15.9296	118996	48.0153	297993	8.68475
6.92245			217991	14.8533	122996	13.7956	225991	14.4267
7			201990	0	138996	24.7728	126996	5.4232

Tabla 4.16: Tabla comparativa de 50 puntos en frecuencia entre las potencias de ruptura y sus respectivos órdenes de multipactor del filtro paso-bajo de orden 15 con distintos dieléctricos de permitividad relativa  $\epsilon_r$ .

El segundo caso que se presentó en [27] consistía en diseñar un filtro paso bajo corrugado similar al anterior, salvo que lo que se variaría ahora sería su longitud eléctrica  $\theta_c$ . En este caso el filtro, que mantiene una permitividad relativa en todos los casos  $\epsilon_r = 2,8$  será de orden 15 y su diseño se muestra en la Figura 4.48.

Por otro lado, para cada valor de  $\theta_c$  se necesitarán medidas de diseño distintas para cada cada cavidad, como ocurría con el caso anterior. La Tabla 4.17 muestra precisamente las



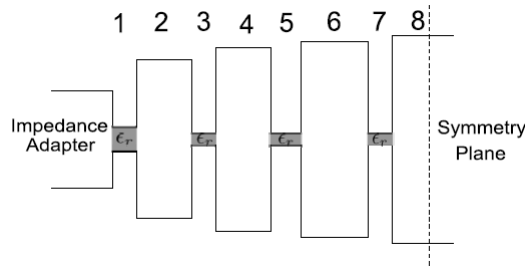


Figura 4.48: Diseño de los filtros paso-bajo corrugados de orden 15 con permitividad relativa  $\epsilon_r = 2,8$  y longitud eléctrica variable.

medidas del filtro en función del valor de  $\theta_c$ .

Elem. i	H( $\theta_c = 15^\circ$ )	L( $\theta_c = 15^\circ$ )	H( $\theta_c = 20^\circ$ )	L( $\theta_c = 20^\circ$ )	H( $\theta_c = 25^\circ$ )	L( $\theta_c = 25^\circ$ )
1, 15	4.1791	2.000	4.1405	2.000	4.1699	2.000
2, 14	16.05958	5.026	12.25136	6.8783	10.01563	8.5886
3, 13	2.6071	2.000	2.5796	2.000	2.613	2.000
4, 12	18.36081	4.9892	13.90091	7.0162	11.25727	8.7804
5, 11	2.4509	2.000	2.4217	2.000	2.4425	2.000
6, 10	18.78855	5	14.22003	7.0277	11.51038	8.7858
7, 9	2.4198	2	2.3926	2	2.4099	2
8	18.8821	5.0022	14.28574	7.0308	11.5628	8.815

Tabla 4.17: Dimensiones (mm) de los elementos que componen los filtros corrugados de orden 15 y permitividad relativa  $\epsilon_r = 2,8$  para cada una de las longitudes eléctricas consideradas.

De la misma manera que en el filtro anterior, se puede apreciar en la Figura 4.49 que la frecuencia de corte está en 5,5 GHz mientras que el nivel de reflexión está especificado que sea menor que -20 dB. En ella se puede ver cómo la respuesta de la banda de paso es esencialmente la misma en todos los casos.

Sin embargo, fuera de la banda la respuesta es muy diferente presentando comportamientos muy variados respecto al rango libre de espurios. Se ve a simple vista cómo el rango libre de espurios es más amplio a medida que la longitud eléctrica sea más corta. En este caso particular, la banda de frecuencia libre de espurios para  $\theta_c = 15^\circ$  no mejora en comparación con el filtro con  $\theta_c = 20^\circ$ . Este comportamiento no deseado se atribuye a los efectos del acoplo de modos de orden alto entre los iris capacitivos debido a la poca longitud de los elementos para  $\theta_c = 15^\circ$ . En consecuencia, al encontrarse los iris físicamente más cerca, se contribuye al aumento de estos efectos no deseados de acoplo.

#### 4.6 Filtros paso-bajo corrugados con dieléctricos en los iris

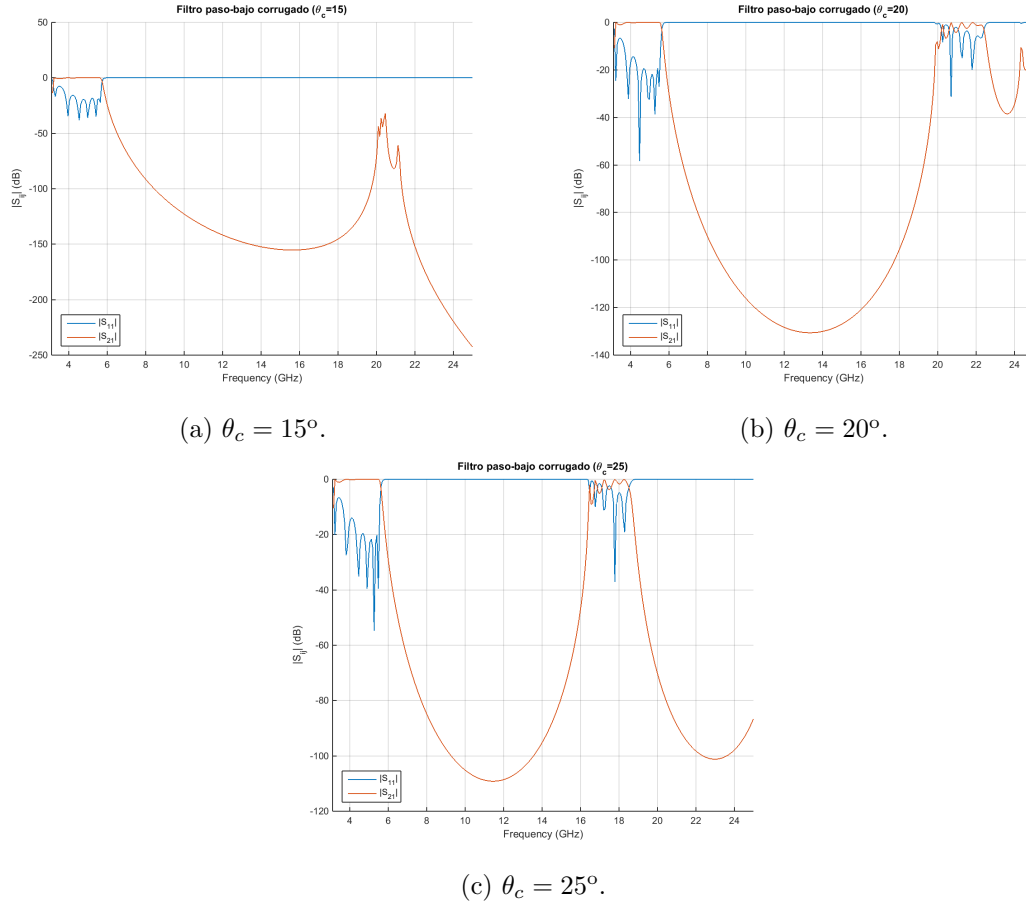


Figura 4.49: Respuesta de los filtros de orden 15 corrugados con diferentes longitudes eléctricas y permitividad relativa  $\epsilon_r = 2,8$ .

A continuación llevaremos a cabo un estudio de multipactor. Para el análisis se ha empleado una *SEY* correspondiente al material de aluminio por ser el caso más restrictivo. Además para la simulación se han tomado 50 puntos en frecuencia y 500 electrones iniciales, justamente como en el filtro anterior. La Figura 4.50 muestra el comportamiento de la curva umbral de potencia que se origina tras analizar cada filtro. En ellas se puede ver cómo la curva adopta un carácter de pendiente positiva en el que a menor longitud eléctrica mayor es la potencia necesaria para que se produzca multipactor

Además es importante decir que el análisis de alta potencia se ha realizado sobre aquellas cavidades que no contenían dieléctrico ya que, como se recordará, el fenómeno de multipactor solo ocurre en entornos de vacío.

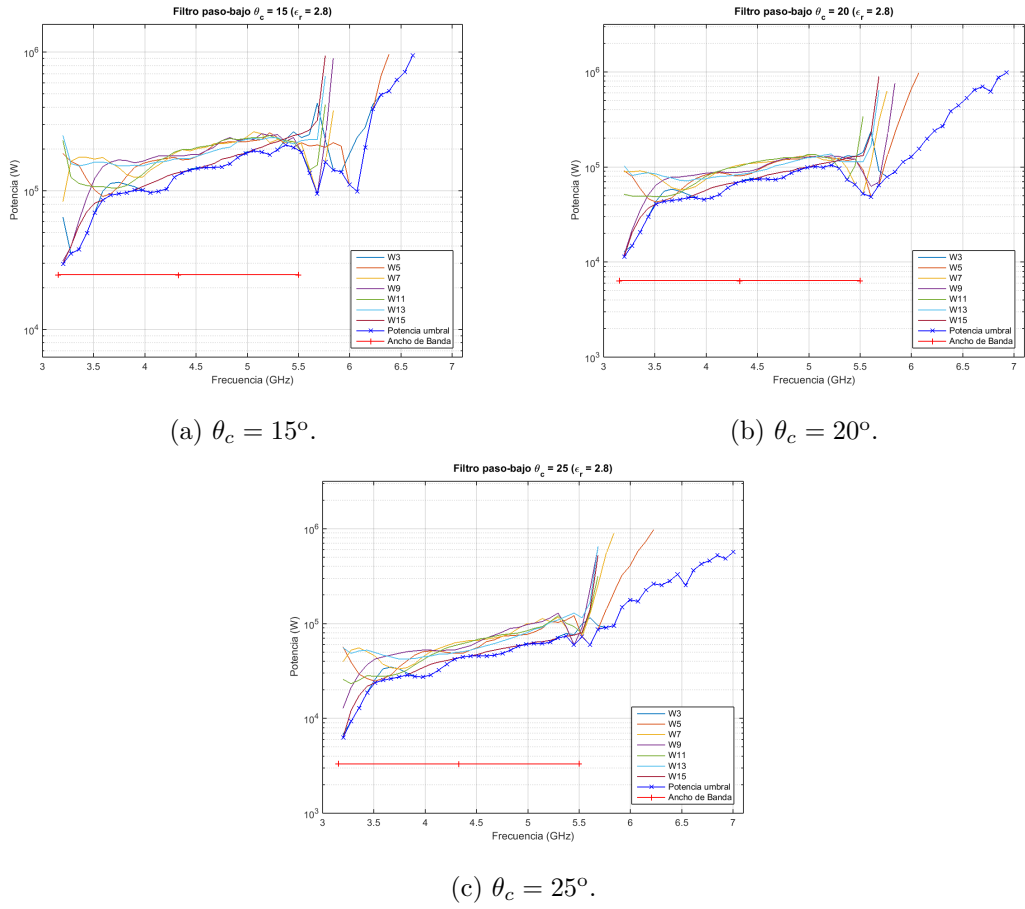


Figura 4.50: Potencia umbral de los filtros de orden 15 corrugados con diferentes longitudes eléctricas y permitividad relativa  $\epsilon_r = 2,8$ .

Como siempre, se ofrece comparativa entre la potencia de ruptura en cada uno de los 50 puntos en frecuencia simulados y el orden de multipactor. Esta comparativa se puede ver en la Tabla 4.18 que nos ayudará a ver, de la misma forma, los valores numéricos arrojados por la simulación y con los que se ha presentado gráficamente la curva umbral de potencia.

Frecuencia	PR $\theta_c = 15^\circ$	Orden $\theta_c = 15^\circ$	PR $\theta_c = 20^\circ$	Orden $\theta_c = 20^\circ$	PR $\theta_c = 25^\circ$	Orden $\theta_c = 25^\circ$
3.20	29748.90	24.04	11374.3	26.44	6312.19	24.8668
3.28	35249.10	27.39	14874.5	27.63	9312.29	25.7372
3.36	37749.20	30.32	20624.6	29.96	12874.4	28.5817
3.43	49497.50	32.04	29748.9	31.53	18624.6	26.7734
3.51	69498.20	30.92	40749.2	30.42	23748.7	28.594
3.59	85498.50	34.09	43497.1	32.41	25248.8	28.8697
3.67	92994.60	32.99	44497.2	30.52	26248.8	30.1718
3.74	94994.70	34.40	45497.3	35.32	27248.9	28.6772
3.82	96994.80	35.77	47497.4	35.83	28748.9	33.1128
3.90	100995.00	37.97	47497.4	36.06	27748.9	35.1268
3.98	100995.00	43.38	45497.3	37.86	27248.9	32.4976

#### 4.6 Filtros paso-bajo corrugados con dieléctricos en los iris

Frecuencia	PR $\theta_c = 15^\circ$	Orden $\theta_c = 15^\circ$	PR $\theta_c = 20^\circ$	Orden $\theta_c = 20^\circ$	PR $\theta_c = 25^\circ$	Orden $\theta_c = 25^\circ$
4.05	96994.80	37.31	47497.4	35.58	28748.9	32.8438
4.13	98994.90	39.93	51497.6	37.47	32249	33.925
4.21	102995.00	40.78	60497.9	39.82	37249.2	32.4752
4.29	124996.00	42.30	67498.1	44.35	42249.3	36.2142
4.36	134996.00	43.41	71498.3	40.61	44497.2	37.1896
4.44	140996.00	46.81	73498.3	42.44	45497.3	35.5717
4.52	144997.00	51.29	74498.3	43.98	45497.3	39.4819
4.60	146997.00	50.29	74498.3	43.68	45497.3	40.3554
4.67	146997.00	48.47	73498.3	43.76	46497.3	41.3585
4.75	148997.00	50.27	77498.4	42.79	48497.4	40.4667
4.83	156997.00	47.28	86994.3	43.89	52497.6	43.7788
4.91	173989.00	52.93	92994.6	47.62	57497.8	0
4.98	185989.00	54.24	98994.9	49.59	60497.9	47.4438
5.06	193990.00	56.24	100995	52.91	61498	46.7836
5.14	189989.00	54.56	98994.9	56.93	61498	45.9775
5.22	181989.00	60.95	104995	49.27	63498	52.1898
5.30	197990.00	57.79	96994.8	58.53	70498.2	43.466
5.37	213991.00	56.51	73498.3	68.85	73498.3	47.4907
5.45	205990.00	29.59	65498.1	57.11	59497.9	7.70841
5.53	189989.00	50.37	52497.6	39.58	72498.3	10.7508
5.61	134996.00	43.28	48497.4	33.13	59497.9	9.59479
5.68	94994.70	47.62	64498.1	70.96	86994.3	18.2189
5.76	160997.00	23.78	78498.4	65.35	90994.5	14.6587
5.84	140996.00	67.38	88994.4	70.25	94994.7	8.46631
5.92	136996.00	29.79	112996	61.65	148997	8.68223
5.99	110995.00	42.38	126996	80.37	177989	15.0406
6.07	98994.90	44.21	154997	52.14	170997	13.361
6.15	205990.00	0	197990	63.36	225991	23.8292
6.23	387979.00	0	241992	46.15	261992	25.174
6.30	491984.00	40.41	269993	37.04	253992	3.0753
6.38	523424.00	7.33	387979	33.65	281993	27.0144
6.46	630176.00	52.56	443982	35.77	329994	35.5476
6.54	717835.00	0.00	531049	7.89	253992	4.65247
6.61	946594.00	32.42	645426	25.25	363978	25.5374
6.69			702584	26.42	427981	45.6602
6.77			622551	2.12	459983	18.6457
6.85			870342	10.83	523424	26.3172
6.92			977095	5.46	483983	4.98719
7.00					569175	2.38954

Tabla 4.18: Tabla comparativa de 50 puntos en frecuencia entre las potencias de ruptura y sus respectivos órdenes de multipactor del filtro paso-bajo de orden 15 con distintas longitudes eléctricas  $\theta_c$ .

## Capítulo 5

# Conclusiones y Líneas Futuras

Durante este proyecto nos hemos centrado en el estudio de un fenómeno de alta potencia tan perjudicial en comunicaciones por satélite como es el de multipactor. La demanda de altas velocidades de datos unidas al hecho de la gran distancia a la que se encuentra el satélite hacen que el estudio de este fenómeno sea de suma importancia ya que su aparición puede ser causa de ruido eléctrico, reflexión de potencia o incluso la propia destrucción del satélite. De esta forma, como primer paso en este trabajo fue introducir brevemente en el Capítulo 2 cómo funciona la parte de comunicaciones a bordo de un satélite, centrándonos mayormente en sus secciones receptora, de canalización y de transmisión. Además se deja ver en este mismo capítulo qué otros fenómenos de alta potencia pueden darse como son los de multipactor, intermodulación pasiva (*PIM*) y el destructivo efecto de *Corona*.

En el Capítulo 3 el trabajo se centra en un estudio más profundo y teórico acerca de las distintas teorías de multipactor. En concreto se habla sobre la teoría clásica de multipactor, que engloba la teoría de la constante- $k$  y la constante- $v$ , la teoría estacionaria y la teoría no-estacionaria. Además en este capítulo se ha hablado acerca del modelo de placas paralelas, que sigue teniendo una gran importancia y es muy empleado hoy en día en la predicción del fenómeno de multipactor. En este capítulo, además, se ha incluido un apartado en el que se habla del modelo numérico de *FEST3D*, software que ha sido imprescindible para llevar a cabo este trabajo y poder realizar todas las simulaciones necesarias para el estudio del fenómeno de multipactor.

El Capítulo 4 contiene los resultados del estudio de todos los filtros en los que se ha centrado este trabajo. En el hemos podido comprobar cómo afectan los ceros de transmisión en filtros que contiene cavidades *dual-mode* de manera que el umbral de potencia es mucho más restrictivo en zonas cercanas a éstos. Además se han realizado comparativas con filtros equivalentes *in-line* en los que se ha comprobado que en cuestión de multipactor no hay mucha diferencia entre ambos umbrales cuando el filtro presenta un único cero de transmisión.

Por otro lado, también hemos visto cómo afectan los tornillos de sintonía a la aparición de multipactor en un filtro diseñado de aluminio, plata y oro, viéndose cómo los tornillos no son los responsables principales de la aparición de multipactor en los filtros de aluminio y plata. Sin embargo, dado que el material de oro presenta mejor SEY, en este caso sí que entra más fuertemente en juego la distancia entre el tornillo y el extremo de la cavidad, haciendo esto que

---

en el filtro de oro los tornillos ya jueguen un papel importante en el umbral de multipactor.

El motivo de necesitar hacer uso de la herramienta de síntesis de filtros de *FEST3D* llevó a la necesidad de dedicar un apartado dentro de este capítulo. Tras comprobar que el diseño mediante esta técnica de filtros inductivos *in-line* arrojaba resultados de multipactor en los que la potencia umbral presentaba picos de potencia anómalos, se trató de mitigar el efecto de éstos variando distintos parámetros de simulación como pueden ser el número de electrones iniciales, material del filtro, potencia inicial y final, altura del filtro, etc, concluyendo finalmente que lo más probable es un error de cálculo que comete *FEST3D* con determinados filtros de este tipo (inductivos *in-line* de banda estrecha), ya que empleando un *SEY* mejor o reduciendo la altura del filtro se comprobó que estas anomalías desaparecían.

Para concluir el Capítulo 4, se ha dedicado un apartado a filtros paso-bajo corrugados en los que se ha visto que manteniendo variable la permitividad relativa de los dieléctricos con una longitud eléctrica determinada. El aumento progresivo de dieléctrico no muestra demasiada diferencia en el umbral de potencia, sin embargo, la mejor respuesta viene dada por el filtro de mayor dieléctrico, cuya pendiente, además, es menor a medida que aumenta el valor del dieléctrico. Por otro lado, se llevó a cabo el caso contrario, es decir, un filtro paso-bajo corrugado en el que se mantuviese constante el valor de la permitividad relativa del dieléctrico y que su longitud eléctrica fuese variable. En este caso se concluyó que a medida que la longitud eléctrica fuese mayor, el umbral de potencia permitida sería peor. Además, el rango libre de espurios también lo es.

En el presente capítulo se quieren añadir, además, algunas líneas futuras de investigación que deriven de este proyecto y de sus métodos empleados para el estudio de multipactor.

- Estudio de multipactor en multiplexores.
- Empleo del software HFSS para el análisis de filtros con topologías más complejas. Para ello sería necesario elaborar un script que automatice el calculo de multipactor para cada punto en frecuencia, de forma que carguemos en el módulo *SPARK* el campo eléctrico para cada frecuencia calculada en HFSS.
- Estudio de multipactor en filtros con postes metálicos recubiertos con dieléctricos.
- Estudio de multipactor en filtros con topologías no convencionales fabricados con técnicas aditivas, como podrían ser filtros evanescentes de doble canal en tecnología guía-onda.

# Bibliografía

- [1] Richard J Cameron, Raafat Mansour, and Chandra M Kudsia. *Microwave filters for communication systems: fundamentals, design and applications*. Wiley-Interscience, 2007.
- [2] S.A. Rice and J. Verboncoeur. Multipactor suppression via higher-order modes. In *Plasma Science (ICOPS), 2013 Abstracts IEEE International Conference on*, pages 1–1, June 2013.
- [3] R. Udiljak, D. Anderson, M. Lisak, J. Puech, and V.E. Semenov. Multipactor in a waveguide iris. *Plasma Science, IEEE Transactions on*, 35(2):388–395, April 2007.
- [4] Holger Karstensen, Josef Fuchs, David Raboso, Eden Sorolla, Daniel Schönherr, Michael Mattes, and Hans L Hartnagel. Power sub-miniature (psm) connectors for space applications. In *Proceedings of the MULCOPIM'11*, number EPFL-CONF-167485, 2011.
- [5] R Tong and CM Kudsia. Enhanced performance and increased el rp in communications satellites using contiguous multplexers. 1984.
- [6] Lydia Sabina Aguilera Maestro. Supresión del efecto multipactor en instrumentación de rf en misiones en el espacio mediante superficies nano y microestructuradas. 2014.
- [7] JM Badía, Joaquín Ibáñez, et al. Electrones retrodispersados y absorbidos. 1996.
- [8] Mendoza Raya, Jorge Eduardo, et al. Diseño de componentes de alta potencia para sistemas espaciales. 2013.
- [9] Vicente Quiles and Carlos Pascual. *Passive intermodulation and corona discharge for microwave structures in communications satellites*. PhD thesis, TU Darmstadt, 2005.
- [10] Albert J Hatch and H Bartel Williams. Multipacting modes of high-frequency gaseous breakdown. *Physical Review*, 112(3):681, 1958.
- [11] J Rodney M Vaughan. Multipactor. *IEEE Transactions on electron devices*, 35(7):1172–1180, 1988.
- [12] Spilios Riyopoulos, David Chernin, and Demos Dialetis. Theory of electron multipactor in crossed fields. *Physics of Plasmas (1994-present)*, 2(8):3194–3213, 1995.
- [13] SERGIO ANZA HORMIGO. *Multipactor in Multicarrier Systems. Theory and Prediction*. PhD thesis, 2014.
- [14] EWB Gill and A Von Engel. Starting potentials of high-frequency gas discharges at low pressure. In *Proceedings of the Royal Society of London A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, volume 192, pages 446–463. The Royal Society, 1948.

- [15] MA Furman and MTF Pivi. Probabilistic model for the simulation of secondary electron emission. *Physical Review Special Topics-Accelerators and Beams*, 5(12):124404, 2002.
- [16] A Woode and J Petit. Diagnostic investigations into the multipactor effect, susceptibility zone measurements and parameters affecting a discharge. *Eur. Space Agency, Noordwijk, The Netherlands, ESTEC Working Paper*, 1556, 1989.
- [17] S Anza, C Vicente, J Gil, VE Boria, B Gimeno, and D Raboso. Nonstationary statistical theory for multipactor. *Physics of Plasmas (1994-present)*, 17(6):062110, 2010.
- [18] NK Vdovicheva, AG Sazontov, and VE Semenov. Statistical theory of two-sided multipactor. *Radiophysics and quantum electronics*, 47(8):580–596, 2004.
- [19] S Anza, C Vicente, D Raboso, J Gil, B Gimeno, and VE Boria. Enhanced prediction of multipaction breakdown in passive waveguide components including space charge effects. In *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International*, pages 1095–1098. IEEE, 2008.
- [20] Daniel Gonzalez-Iglesias, Pablo Soto, Sergio Anza, Benito Gimeno, Vicente E Boria, Carlos Vicente, and Jordi Gil. Multipactor susceptibility charts for ridge and multiridge waveguides. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 59(12):3601–3607, 2012.
- [21] Marco Guglielmi, R Sorrentino, and Giuseppe Conciauro. Advanced modal analysis: Cad techniques for waveguide components and filter. 1999.
- [22] G Conciauro, M Bressan, and C Zuffada. Waveguide modes via an integral equation leading to a linear matrix eigenvalue problem. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 32(11):1495–1504, 1984.
- [23] C Carceller, FJ Pérez, J Gil, C Vicente, VE Boria, B Gimeno, and M Guglielmi. A commercial em solver using the bi-rme method. In *Numerical Electromagnetic Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications (NEMO), 2014 International Conference on*, pages 1–4. IEEE, 2014.
- [24] J. E. Mendoza Raya, F. Quesada Pereira, M. Martinez Mendoza, J.A. Lorente, A. Álvarez Melcón, B. Gimeno Martínez, and V Boria Esbert. Multipactor analysis in dual-mode inductive cavity bandpass filters. *International Workshop on Multipactor, Corona and Passive Intermodulation in Space RF Hardware*, 2011.
- [25] The Mathworks, Inc., Natick, Massachusetts. *MATLAB version 8.4.0.150421 (R2014b)*, 2014.
- [26] J. M. Perez Escudero, D. Martinez Martinez, A. Pons Abenza, J. A. Lorente Acosta, A. Alvarez-Melcón, and M. Guglielmi. Enhancing the spurious free range in inductive rectangular waveguide filters. In *Microwave Conference (EuMC), 2015 European*, pages 678–681, Sept 2015.
- [27] A. Romera Pérez, P. Quesada Pereira, F. and Vera Castejón, and A. Álvarez Melcón. Dielectric coated capacitive corrugated low-pass filters with reduced multipactor risk. *International Workshop on Multipactor, Corona and Passive Intermodulation in Space RF Hardware*, 2014.



# Glosario

## B

<b>BC</b>	Boundary Contour, <i>contorno de la frontera</i> .
<b>BCMM</b>	Boundary Contour and Mode-Matching, <i>contorno de la frontera y ajuste modal</i> .
<b>BI</b>	Boundary Integration, <i>integración en la frontera</i> .
<b>BI-RME</b>	Boundary Integration and Resonant Mode Expansion, <i>integración en la frontera y expansión de modo resonante</i> .
<b>BSE</b>	Backscattered Electrons, <i>electrones retrodispersados</i> .

## C

<b>C/I</b>	Carrier/Intermodulation, <i>portadora/intermodulación</i> .
------------	---

## D

<b>DAMP</b>	Driver Amplifier, <i>amplificador</i> .
-------------	---

## F

<b>FDTD</b>	Finite Differences in Time Domain, <i>diferencias finitas en el dominio del tiempo</i> .
<b>FE</b>	Finite Elements, <i>elementos finitos</i> .

## H

<b>HPA</b>	High Power Amplifier, <i>amplificador de alta potencia</i> .
<b>HYB</b>	Hybrid, <i>híbrido</i> .

## I

<b>IFA</b>	Input Filter Assembly, <i>filtro de entrada ensamblado</i> .
<b>IM</b>	Intermodulation, <i>intermodulación</i> .
<b>IMUX</b>	Input Multiplexer, <i>multiplexor de entrada</i> .
<b>ISM</b>	Input Switch Matrices, <i>matrices de conmutación a la entrada</i> .

**L**

**LNA** Low-Noise Amplifier, *amplificador de bajo ruido*.

**LO** Local Oscillator, *oscilador local*.

**M**

**MM** Mode-Matching, *ajuste modal*.

**MoM** Method of Moments, *método de los momentos*.

**O**

**OMUX** Output Multiplexer, *multiplexor de salida*.

**OSM** Output Switch Matrices, *matrices de conmutación a la salida*.

**P**

**PIC** Particle-In-Cell, *Partícula-En-Celda*.

**PIM** Passive Intermodulation, *intermodulación pasiva*.

**PIRE** Potencia Isotrópica Radiada Equivalente.

**R**

**RCVR** Reciver, *sección receptora*.

**RF** Radiofrequency, *radiofrecuencia*.

**Rx** Reciver, *receptor*.

**S**

**SE** Secondary Electrons, *electrones secundarios*.

**SEY** Secondary Electron Yield, *tasa de emisión de electrones secundarios*.

**SSPA** Solid-State Power Amplifier, *amplificador de estado sólido*.

**T**

**TTC** Telemetry, Tracking and Control, *telemetría, seguimiento y control*.

**TTPD** Transit Time Probability Distribution, *distribución de probabilidad del tiempo de tránsito*.

**TWTA** Traveling-Wave-Tube Amplifier, *tubo de onda progresiva*.

**Tx** Transmitter, *transmisor*.

# Apéndice



## Parte I

# Script para la representación de la potencia umbral de multipactor

---

```

1 %% Entrada de datos
2
3 % Le damos un "título" a la imagen, escribimos el "directorio" de
4 % donde se recogen los datos de la simulación y lo guardamos todo
5 % en una "carpetaDestino".
6
7 titulo = 'Multipactor filtro con tornillos de sintonía';
8 directorio = 'C:\Users\Víctor-PC\Dropbox\Campos\general_results.txt';
9 carpetaDestino = 'C:\Users\v.chacon\Dropbox\Víctor\Proyecto\Matlab
    Filtros\Datos\';
10
11 % Definimos el nº de resonadores
12
13 N=23;
14
15 % Definimos el ancho de banda del filtro
16
17 fmin=10.9418; % Límite inferior del AB
18 fmax=11.0595; % Límite superior del AB
19
20
21 %===== Filtro 1
22
23 % X1=7.1066; % Límite inferior del AB
24 % X2=7.596; % Límite superior del AB
25
26 %===== Filtro 2
27 % X1=7.258; % Límite inferior del AB
28 % X2=7.7849; % Límite superior del AB
29 %===== Filtro 4
30
31 % X1=11.116; % Límite inferior del AB
32 % X2=11.165; % Límite superior del AB
33
34 %===== Filtro Orden 5
35
36 % X1=11.1091; % Límite inferior del AB
37 % X2=11.1785; % Límite superior del AB
38
39 %===== Filtro Con Tornillos Inline
40
41 % X1=10.9418; % Límite inferior del AB
42 % X2=11.0595; % Límite superior del AB
43
44 %===== Filtro corrugado

```

---

---

```

45
46 % X1=3.2685; % Límite inferior del AB
47 % X2=5.7175; % Límite superior del AB
48
49
50
51
52 %% Carga de datos desde el archivo generado en la simulación de
    FEST3D
53
54 % Carga los datos del directorio
55 [A, B, C, D, E] = textread(directorio, '%s%s%s%s%s');
56
57
58 s1=size(E);
59 s1(:,2)=[];
60 s2=size(D);
61 s2(:,2)=[];
62
63 X1=zeros(s1,1);
64 X2=zeros(s2,1);
65
66 % Matriz Resultado
67 TotalMatrix=zeros((s1-1)/N,N+1);
68
69 for i=2:s1
70     e=E{i};
71     d=D{i};
72     X1(i)=str2double(e);
73     X2(i)=str2double(d);
74 end
75
76 X1(1)=[];
77 X2(1)=[];
78
79 %% Guardado de datos en variables
80
81 %"TotalMatrix" será nuestra matriz principal que contendrá por
    orden,
82 %según sus columnas, Frecuencia, Resonadores N). La Potencia Umbral
    se
83 % calculará por otro lado tomando los mínimos valores de cada fila
    de
84 %resonadores de "TotalMatrix".
85
86 c2=X2(1:50)/10^9;

```

---

---

```

87
88 for q=1:length(c2);
89     TotalMatrix(q,1)=c2(q);
90 end
91
92 for j=1:N
93     c1=X1((50*(j-1))+1:50*j);
94     TotalMatrix(:,j+1)=c1;
95 end
96
97 Potencia = zeros(length(TotalMatrix(:,1)),1);
98 Frecuencia = TotalMatrix(:,1);
99
100 TotalMatrix(TotalMatrix==0)=NaN;
101
102 Mpmin=zeros(1,N-1);
103 for i=1:length(TotalMatrix(:,1))
104     for j=2:N+1
105         Mpmin(j-1)=TotalMatrix(i,j);
106     end
107     Pmin=min(Mpmin);
108     Potencia(i,1)=Pmin;
109 end
110
111 %% Guardado de datos en una hoja de Excel
112
113 TExcel = strcat(titulo, '.xlsx');
114 destino = strcat(carpetadestino, TExcel);
115 ArchivoMultipactor=xlswrite(destino, TotalMatrix, 'hoja 1', 'A1');
116
117 %% Representación gráfica de los datos Multipactor
118
119 h=figure
120 isequal(lines(15),get(0,'DefaultAxesColorOrder'));
121 semilogy(Frecuencia, Potencia, 'Marker', 'x', 'MarkerEdgeColor', 'b'
122 ), title(titulo);
123 hold all
124 for j=2:N+1
125     semilogy(Frecuencia, TotalMatrix(:,j));
126 end
127
128
129 LimiteInf=Frecuencia(1);
130 LimiteSup=Frecuencia(length(Frecuencia));
131

```

---



---

```

132 AlturaAux=zeros(length(Frecuencia),N-1);
133 for i=2:N+1
134     AlturaAux(:,i-1)=TotalMatrix(:,i);
135 end
136 AlturaAB=min(min(AlturaAux))-2500;
137
138 [ P1, P2, y, x ] = AnchoDeBanda( AlturaAB, fmin, fmax);
139
140 grid on
141
142 xlabel('Frecuencia (GHz)');
143 ylabel('Potencia (W)');
144
145 ylim([10^3 10^6])
146 xlim([LimiteInf LimiteSup])
147
148 %% Representación de una leyenda iterativa
149
150 leyendaAux=cell(1,N);
151 leyenda='';
152
153 for i=1:N
154     leyendaAux{i} = strcat('Resonador ',int2str(i));
155 end
156
157 legend('Potencia umbral', leyendaAux{:}, 'Ancho de Banda', '
    Location', 'NorthEast');
158 semilogy(Frecuencia, Potencia, 'b', 'Marker', 'x', 'MarkerEdgeColor'
    , 'b');
159
160 %% Guardamos los resultados en un archivo .png
161
162 filename = titulo;
163 print(h, '-dpng', filename);

```



## Parte II

# Script para la obtención del orden de multipactor

---

```

1 titulo = 'Orden Multipactor del filtro equivalente al de orden 3 con
    cero a la derecha';
2 directorioCarga = 'X:\Archivos PFC Víctor\Filtros Mulcopim 2011\
    Filtro 2 (Eq Inline)\Fest3D\out_Filtro2_Inline\';
3 carpetaDestino = 'C:\Users\v.chacon\Dropbox\Víctor\Proyecto\Matlab
    Filtros\Datos\Ordenes\';
4
5 %Nº de resonadores
6 M=3;
7
8 %Nº de directorios a recorrer.
9 N=50;
10
11 X=zeros(N,1);
12 error = '——';
13
14 %Matriz Resultado.
15 TotalMatrix = zeros(N,M);
16
17 for j=1:M
18     for i=1:N
19         r = strcat('region',int2str(j));
20         s = strcat('signal',int2str(i));
21         directorio = strcat(directorioCarga, r, '\',s, '\
            power_results.txt');
22
23         %Carga los datos del directorio.
24         [A, B, C] = textread(directorio, '%s%s%s');
25
26
27         m=size(C);
28         m(:,2) = [];
29         for p=1:m
30
31             c=C{m};
32             flag=strcmp(c,error);
33
34             if(flag==1)
35                 m=m-1;
36             else
37                 X(i) = str2double(C{m});
38             end
39
40         end
41     end
42     TotalMatrix(:,j)=X;

```

---

---

```
43 end
44
45 TExcel = strcat(titulo, '.xlsx');
46 destino = strcat(carpetadestino, TExcel);
47 ArchivoMultipactor=xlswrite(destino, TotalMatrix, 'hoja 1', 'A1');
```



## Parte III

# Script para la representación del campo eléctrico en Matlab

---

```

1  for i=1:11
2
3  clearvars -global -except i , close all , clc
4
5  PuntosDeFrecuencia={'7.2612GHz', '7.3137GHz', '7.3663GHz', '7.4188
    GHz', '7.4713GHz', '7.5238GHz', '7.5764GHz', '7.6289GHz', '7.6814
    GHz', '7.7340GHz', '7.7865GHz'};
6  PuntosDeFrecuencia2={'7,071GHz', '7,1213GHz', '7,1685GHz', '7,2157
    GHz', '7,2629GHz', '7,3101GHz', '7,3572GHz', '7,4044GHz', '7,4516
    GHz', '7,4988GHz', '7,5460GHz'};
7
8  % Título del filtro (documento .csv).
9  titulo=PuntosDeFrecuencia{i};
10
11 % Título de la imagen.
12 titulo2=strcat('Campo -', ' ', PuntosDeFrecuencia2{i});
13
14 % Orden del filtro.
15 N=2;
16
17 fig=figure('Visible', 'off');
18 hold on
19
20 % Barrido de todos los documentos .csv
21 % para visualizar el filtro al completo.
22 for k=1:(2*N+3)
23
24 % Unión de strings (nombre de los ficheros) para
25 % leer los archivos .csv
26 tituloAux=strcat(titulo,int2str(k-1),'.csv');
27 M=csvread(tituloAux,1);
28
29 % Columnas de interés (Ejes X, Y, Z y valor
30 % de campo eléctrico).
31 E=M(:,1);
32 X=M(:,27);
33 Y=M(:,28);
34 Z=M(:,29);
35
36 zmin(k)=min(Z);
37 zmax(k)=max(Z);
38 xmin(k)=min(X);
39 xmax(k)=max(X);
40
41 ymax=max(Y);
42 ymin=min(Y);

```

---



---

```

43
44 axis ([ min(zmin) max(zmax) min(xmin) max(xmax) ])
45 axis equal
46
47 er=find (Y==ymax);
48 Zaux=zeros ( length ( er ) ,1);
49 Xaux=zeros ( length ( er ) ,1);
50 Yaux=zeros ( length ( er ) ,1);
51 Eaux=zeros ( length ( er ) ,1);
52
53 Zaux=Z( er );
54 Xaux=X( er );
55 Eaux=E( er );
56 Yaux=Y( er );
57
58 TotalMatrix=[Zaux, Xaux, Yaux, Eaux];
59
60 %Ordenar los datos
61 TotalMatrixmM = sortrows (TotalMatrix,[1 2 3 4]);
62
63 Zaux = TotalMatrixmM (:,1);
64 Xaux = TotalMatrixmM (:,2);
65 Yaux = TotalMatrixmM (:,3);
66 Eaux = TotalMatrixmM (:,4);
67
68 Zm=unique (Zaux);
69 Xm=unique (Xaux);
70 Ym=unique (Yaux);
71
72 % Interpolación de los datos
73 [Zq,Xq] = meshgrid (Zm,Xm);
74 Vq = griddata (Zaux,Xaux,Eaux,Zq,Xq, 'cubic');
75
76 surface (Zq,Xq,Vq), shading interp, title (titulo)
77 h = colorbar;
78 h.Label.String = 'E(v/m)';
79 end
80 xlabel ( 'Eje Z' )
81 ylabel ( 'Eje X' )
82 zlabel ( 'Eje Y' )
83
84 filename = titulo2;
85 print ( fig , '-dpng' , filename);
86 end

```

---